

## 明細書

## 通信装置および通信方法

## 5 技術分野

本発明は、特にマルチアンテナを用いた通信装置および通信方法に関する。

## 背景技術

従来、マルチアンテナを用いた通信方法として例えばMIMO (Multiple-Input Multiple-Output) と呼ばれる通信方法がある。MIMOに代表されるマルチアンテナ通信では、複数系列の送信データをそれぞれ変調し、各変調信号を異なるアンテナから同時に送信することで、データの通信速度を高めるようになっている。

この種の通信方法においては、受信側で、伝搬路上で混ざり合った複数の変調信号を分離して復調する必要がある。従って、マルチアンテナを用いた通信においては、復調精度が実質的なデータ伝送速度に大きな影響を及ぼす。

従来、マルチアンテナ通信を行うにあたって、受信側での変調信号の受信品質を向上させ、実質的なデータ伝送速度を向上させる技術として、例えば「Space-Time Block Codes from Orthogonal Design” IEEE Transactions on Information Theory, pp.1456-1467, vol.45, no.5, July 1999」に記載されているように、時空間ブロック符号を送信するものが知られている。

この時空間ブロック符号について、図1を用いて簡単に説明する。図1Bに示すように、送信装置は複数のアンテナ5、6を有し、各アンテナ5、6から同時に信号を送信する。受信装置は、同時に送信された複数の信号をアンテナ7で受信する。

図1Aに、各アンテナ5、6から送信される信号のフレーム構成を示す。アンテナ5からは送信信号Aが送信され、これと同時にアンテナ6からは送信信

号Bが送信される。送信信号A及び送信信号Bは、符号化利得とダイバーシチ利得とが得られるように同じシンボルが複数回配置されたシンボルブロックからなる。

さらに詳しく説明する。図1Aにおいて、S1、S2はそれぞれ異なるシンボルを示すと共に、複素共役を“\*”で示す。時空間ブロック符号化では、時点iにおいて、第1のアンテナ5からシンボルS1を送信すると同時に第2のアンテナ6からシンボルS2\*を送信し、続く時点i+1において、第1のアンテナ5からシンボルS2を送信すると同時に第2のアンテナ6からシンボルS1\*を送信する。

10 受信装置のアンテナ7では、アンテナ5とアンテナ7間で伝送路変動h1(t)を受けた送信信号Aと、アンテナ6とアンテナ7間で伝送路変動h2(t)を受けた送信信号Bとが合成された信号が受信される。

受信装置は、伝送路変動h1(t)とh2(t)を推定し、その推定値を用いることにより、合成された受信信号から元の送信信号Aと送信信号Bを分離15 した後に、各シンボルを復調するようになっている。

この際、図1Aに示すような時空間ブロック符号化された信号を用いると、信号分離時に、伝送路変動h1(t)、h2(t)に拘わらず各シンボルS1、S2を最大比合成できるようになるので、大きな符号化利得とダイバーシチ利得とが得られるようになる。この結果、受信品質すなわち誤り率特性を向上させることができる。

ところで、上述したようにマルチアンテナ通信においては、各送信アンテナから異なる変調信号を送信するので、1つのアンテナから変調信号を送信する場合と比較して、理想的には、アンテナ数倍のデータ伝送速度を実現できる。しかしながら、各変調信号の分離復調精度が悪いと、実質的なデータ伝送速度25 は低下してしまう。

これに対して、時空間ブロック符号化技術を用いると、各アンテナから送信される変調信号の受信品質（誤り率特性）を向上させることができるので、分

離復調精度の劣化によるデータ伝送速度の低下を抑制することができる。

しかしながら、時空間ブロック符号化技術を用いると、確かに受信品質（誤り率特性）は向上するものの、伝送効率が低下する欠点がある。すなわち、時空間ブロック符号化で送信される  $S_1^*$  や  $-S_2^*$  は、受信装置においては  $S_1$ 、  
5  $S_2$  として復調されるので、時点  $i$  と時点  $i + 1$  で同じ情報を 2 度送信していることになり、この分データの伝送効率が低下する。

例えば一般的なマルチアンテナ通信システムにおいては、時点  $i + 1$  においてシンボル  $S_1$ 、 $S_2$  とは異なるシンボル  $S_3$ 、 $S_4$  を送信するので、時点  $i$  から時点  $i + 1$  の期間では 4 つのシンボル  $S_1$  ~  $S_4$  を送信することができる。  
10 つまり、単純に考えると、時空間ブロック符号化技術を用いた場合、データ伝送効率が、一般的なマルチアンテナ通信の半分に低下してしまう。

### 発明の開示

本発明の目的は、データ伝送効率の低下を抑制しつつ、優れた受信品質を得  
15 ることができる通信装置及び通信方法を提供することである。

この目的は、第 1 のアンテナから第 1 の変調信号を送信すると共に、第 2 のアンテナから第 2 の変調信号を送信するにあたって、第 1 の変調信号及び第 2 の変調信号の少なくとも一方の変調信号の信号点配置の仕方を、時間方向又は周波数方向で変えることにより達成される。

20 これにより、変調信号の信号点配置が時間毎又はサブキャリア毎に変化するので、受信側では、ある時間又はあるサブキャリアでは候補信号点と受信点とのユークリッド距離が大きり、ある時間又はあるサブキャリアでは候補信号点と受信点とのユークリッド距離が小さくなる。この結果、ダイバーシチ効果を得ることができ、受信品質を向上させることができる。

25 また本発明では、第 1 の送信データの同一データを信号点配置の仕方を変えて複数回変調することにより前記第 1 の変調信号を形成すると共に、信号点配置の仕方を変えずに第 2 の送信データを変調することにより前記第 2 の変調

信号を形成する。

これにより、受信品質の良い時間又はサブキャリアの受信信号を基に得た第1の変調信号の復調結果を第1の変調信号の受信ディジタル信号とすると共に、既に判定した受信品質の良い時間又はサブキャリアの第1の変調信号の受信ディジタル信号を利用して受信品質の悪い時間又はサブキャリアの受信信号から当該受信品質の悪い時間又はサブキャリアで受信された第2の変調信号の受信ディジタル信号を得ることができ、受信品質の悪い時間又はサブキャリアで受信された第2の変調信号の誤り率特性も向上させることができる。この結果、第1の変調信号及び第2の変調信号ともに誤り率特性の良い受信ディジタル信号を得ることができる。

また本発明では、基本的には各アンテナから異なる送信データから形成した変調信号を送信するので、時空間ブロック符号を用いた場合よりもデータ伝送効率の低下を抑制することができる。

## 15 図面の簡単な説明

図1Aは、従来の送信信号のフレーム構成の一例を示す図；

図1Bは、送信アンテナと受信アンテナの関係を示す図；

図2Aは、実施の形態1における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図2Bは、送信アンテナと受信アンテナの関係を示す図；

20 図3A～図3Cは、実施の形態1における信号点配置例を示す図；

図4は、実施の形態1における送信装置の構成例を示すブロック図；

図5は、実施の形態1における変調部の構成例を示すブロック図；

図6は、実施の形態1における受信装置の構成例を示すブロック図；

図7は、実施の形態1における復調部の構成例を示すブロック図；

25 図8は、復調部の他の構成例を示すブロック図；

図9は、実施の形態1におけるフレーム構成例を示す図；

図10A、図10Bは、実施の形態1におけるフレーム構成例を示す図；

図11A～図11Cは、実施の形態1における信号点配置例を示す図

図12は、実施の形態1における復調部の構成例を示す図；

図13は、実施の形態1における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図14は、実施の形態1における受信状態を示す図；

5 図15は、実施の形態2における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図16は、実施の形態2における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図17は、実施の形態2における送受信アンテナの関係を示す図；

図18は、実施の形態2における送信装置の構成例を示すブロック図；

図19は、実施の形態2における受信装置の構成例を示すブロック図；

10 図20は、実施の形態2における復調部の構成例を示すブロック図；

図21は、実施の形態2における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図22は、実施の形態2における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図23は、実施の形態2における送信装置の構成例を示すブロック図；

図24は、実施の形態2における復調部の構成例を示すブロック図；

15 図25は、実施の形態2における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図26は、実施の形態2における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図27は、実施の形態3における送信装置の構成例を示すブロック図；

図28は、実施の形態3における受信装置の構成例を示すブロック図；

19 図29A、図29Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図30A、図30Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図31A、図31Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

20 図32A、図32Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図33A、図33Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を

示す図；

図34A、図34Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図35A、図35Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を5示す図；

図36A、図36Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図37A、図37Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

10 図38A、図38Bは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図39A～図39Cは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

15 図40A～図40Cは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図41A～図41Cは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図42A～図42Cは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

20 図43A～図43Cは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図44A～図44Cは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

25 図45A～図45Cは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図46A～図46Cは、実施の形態3における変調信号のフレーム構成例を示す図；

図47A、図47Bは、実施の形態4におけるインターリープの説明に供する図；

図48A～図48Cは、実施の形態4における信号点配置例を示す図；

図49は、実施の形態4の送信装置の構成例を示すブロック図；

5 図50は、実施の形態4の変調部の構成例を示すブロック図；

図51は、実施の形態4の受信装置の構成例を示すブロック図；

図52Aは、最小ユークリッド距離が小さく、受信品質が悪くなる受信信号点の状態を示す図；

図52Bは、最小ユークリッド距離が大きく、受信品質が良くなる受信信号10点の状態を示す図；

図53A、図53Bは、実施の形態4における信号点配置例を示す図；

図54Aは、最小ユークリッド距離が小さく、受信品質が悪くなる受信信号点の状態を示す図；

図54Bは、最小ユークリッド距離が大きく、受信品質が良くなる受信信号15点の状態を示す図；

図55は、実施の形態5の基地局の構成例を示すブロック図；

図56は、実施の形態5の通信端末の構成例を示すブロック図；

及び

図57は、本発明の一つの適用例としてのマルチビーム化MIMOシステム20を示すブロック図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

### (1) 実施の形態1

25 本実施の形態では、第1及び第2のアンテナを用いて各アンテナから異なる変調信号を送信するにあたって、一方の変調信号についてのみ同一のデータを複数回送信することを提案する。この実施の形態では、異なる2系統のデータ

をそれぞれ変調することで2つの変調信号を形成し、この2つの変調信号をそれぞれ異なるアンテナから送信する。この際、一方のアンテナから送信する変調信号については、信号点配置の仕方を変えて同一のデータを複数回送信する。これにより、基本的には各アンテナから異なる変調信号を送信しているので時  
5 空間ブロック符号を用いた場合よりもデータ伝送速度を高く保つつつ、複数回送信されたデータの誤り率特性を向上させることができるので結果として両系統（2系統）の誤り率特性を向上させることができる。

図2Aに、本発明の実施の形態1に係る通信装置から送信される変調信号のフレーム構成を示す。変調信号Aと変調信号Bは、異なるアンテナからそれぞれ送信される。変調信号A、Bは、それぞれ電波伝搬環境推定シンボル101、104を含む。電波伝搬環境推定シンボル101、104は、受信装置において電波伝搬環境を推定するための既知シンボルである。

102、103、105、106はデータシンボルを示す。変調信号Aの時点iのデータシンボル102（S1（i））と時点i+1のデータシンボル103（S1（i）'）は、互いに同一のデータをマッピング規則を変えて信号点配置して形成したものである。一方、変調信号Bの時点iのデータシンボル105（S2（i））と時点i+1のデータシンボル106（S2（i+1））は、互いに異なるデータを同一のマッピング規則に従って信号点配置したものである。すなわち、変調信号Bは一般的な変調信号であるのに対して、変調信号Aは同一のデータをマッピングパターンを変えて複数回送信するものである。

図2Bに示す送信アンテナ107からは変調信号Aが送信されると共に、送信アンテナ108からは変調信号Bの信号が送信される。そして受信アンテナ109、110では、それぞれ、伝搬路上で混ざり合った変調信号Aと変調信号Bの合成信号が受信される。

図3A～図3Cに、変調信号Aについての信号点配置例を示す。図3Aは図2のシンボル102の信号点配置を示している。図3B及び図3Cは図2のシ

ンボル 103 の信号点配置を示している。図 3B は、同一のデータを、図 3A の信号点配置に対して 90° 位相を回転させて配置した例である。また図 3C は、同一のデータを、図 3A の信号点配置に対して、45° 位相を回転させて配置した例である。

5 図 4 に、本実施の形態における送信装置の構成例を示す。図 4 の送信装置は、  
符号化部 302 と、変調部 304 と、拡散部 306 と、無線部 308 と、電力  
増幅器 310 と、変調部 314 と、拡散部 316 と、無線部 318 と、電力増  
幅器 320 と、フレーム構成信号生成部 323 とから主に構成されている。

10 図 4において、フレーム構成信号生成部 323 は、フレーム構成を示す信号  
フレーム構成信号 324、例えばフレーム内のシンボルのいずれを送信するか  
を示す情報を出力する。符号化部 302 は、フレーム構成信号 324 に基づき、  
送信ディジタル信号 301 をシンボル単位で複数回（この実施の形態では 2  
回）、符号化後のディジタル信号 303 として出力する。

15 変調部 304 は、符号化後のディジタル信号 303、フレーム構成信号 32  
4 を入力とし、送信直交ベースバンド信号 305 を拡散部 306 に出力する。  
この際、変調部 304 は、図 3A に示したように情報を所定の信号点配置でマ  
ッピングして変調し、次に図 3B 又図 3C に示したように同じ情報を前回と異  
なる信号点配置でマッピングして変調する。

20 拡散部 306 は、送信直交ベースバンド信号 305 拡散し、拡散後の送信直  
交ベースバンド信号 307 を無線部 308 に出力する。無線部 308 は、拡散  
後の送信直交ベースバンド信号 307 をベースバンド周波数から無線周波数  
に変換し、変換後の変調信号 309 を電力増幅器 310 に出力する。電力増幅  
器 310 は、変調信号 309 の電力を増幅し、増幅後の変調信号 311 を出力  
する。変調信号 311 は、アンテナ 107 から電波として出力される。

25 変調部 314 は、送信ディジタル信号 313、フレーム構成信号 324 を入  
力とし、送信直交ベースバンド信号 315 を出力する。拡散部 316 は、送信  
直交ベースバンド信号 315 を拡散し、拡散後の送信直交ベースバンド信号 3

17を出力する。

無線部318は、拡散後の送信直交ベースバンド信号317をベースバンド周波数から無線周波数に変換し、変換後の変調信号319を出力する。電力増幅器320は、変調信号319の電力を増幅し、増幅後の変調信号321を出力する。変調信号311は、アンテナ108から電波として出力される。

図5に、本実施の形態における図4の変調部304の構成例を示す。図5において、マッピング部X402は、符号化後のデジタル信号401、フレーム構成信号406を入力とし、図3Aのようなデジタル信号401をマッピングすることにより、第1のマッピングされた送信直交ベースバンド信号403を出力する。

マッピング部Y404は、符号化後のデジタル信号401、フレーム構成信号406を入力とし、図3B又は図3Cのようにマッピング部X402とは異なるマッピングパターンでデジタル信号401をマッピングすることにより、第2のマッピングされた送信直交ベースバンド信号405を出力する。

信号選択部407は、第1のマッピングされた送信直交ベースバンド信号403、第2のマッピングされた送信直交ベースバンド信号405、フレーム構成信号406を入力とし、フレーム構成信号に基づいて送信直交ベースバンド信号403又は405のいずれかを選択し、選択した送信直交ベースバンド信号408を出力する。

図6に、本実施の形態における受信装置の構成例を示す。無線部503は、アンテナ109で受信した受信信号502を入力とし、受信直交ベースバンド信号504を出力する。逆拡散部505は、受信直交ベースバンド信号504を入力とし、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号506を出力する。

変調信号A伝送路推定部507は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号506を入力とし、変調信号Aに含まれる電波伝搬環境推定シンボル101(図2A)に基づいて変調信号の伝送路変動(図2Bのh11(t))を推定し、推定結果を変調信号Aの伝送路推定信号508として出力する。同様に、変調

信号B伝送路推定部509は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号506を入力とし、変調信号Bに含まれる電波伝搬環境シンボル104(図2A)に基づいて変調信号Bの伝送路変動(図2Bの $h_{21}(t)$ )を推定し、推定結果を変調信号Bの伝送路推定信号510として出力する。

5 無線部513は、アンテナ110で受信した受信信号512を入力とし、受信直交ベースバンド信号514を出力する。逆拡散部515は、受信直交ベースバンド信号514を入力とし、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号516を出力する。

変調信号A伝送路推定部517は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号516を入力とし、変調信号Aに含まれる電波伝搬環境推定シンボル101(図2A)に基づいて変調信号の伝送路変動(図2Bの $h_{12}(t)$ )を推定し、推定結果を変調信号Aの伝送路推定信号518として出力する。同様に、変調信号B伝送路推定部519は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号516を入力とし、変調信号Bに含まれる電波伝搬環境シンボル104(図2A)に基づいて変調信号Bの伝送路変動(図2Bの $h_{22}(t)$ )を推定し、推定結果を変調信号Bの伝送路推定信号520として出力する。

フレーム同期部521は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号506、516を入力とし、各受信直交ベースバンド信号506、516に含まれる既知シンボル等に基づいてフレーム間での同期をとるためのフレーム構成信号522を形成し、これを出力する。

復調部523は、変調信号Aの伝送路推定信号508、518、変調信号Bの伝送路推定信号510、520、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号506、516、フレーム構成信号522を入力とし、伝送路推定信号508、518、510、520及びフレーム構成信号522を用いて受信直交ベースバンド信号506、516を復調することにより、変調信号Aの受信デジタル信号524、変調信号Bの受信デジタル信号525を得、これを出力する。

図7に、復調部523の詳細構成を示す。復調部523は、変調信号A、B

復調部 608 と変調信号 B 復調部 610 とを有する。

変調信号 A、B 復調部 608 は、変調信号 A の伝送路推定信号 508、518、変調信号 B の伝送路推定信号 510、520、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号 506、516、フレーム構成信号 522 を入力とし、伝送路推定信号 508、518、510、520 及びフレーム構成信号 522 を用いて受信直交ベースバンド信号 506、516 を復調することにより、変調信号 A の受信デジタル信号 524 及び変調信号 B の受信デジタル信号 525-1 を得、これらを出力する。

変調信号 B 復調部 610 は、変調信号 A の伝送路推定信号 508、518、変調信号 B の伝送路推定信号 510、520、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号 506、516、フレーム構成信号 522 に加えて、変調信号 A、B 復調部 608 により得られた変調信号 A の受信デジタル信号 524 を入力とし、これらを用いて変調信号 B についての受信デジタル信号 525-2 を出力する。

15 図 8 に、復調部 523 の別の構成例を示す。図 8 では、図 7 と同様に動作するものについては同一符号を付した。

変調信号 A、B 復調部 608 は、変調信号 A の伝送路推定信号 508、518、変調信号 B の伝送路推定信号 510、520、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号 506、516、フレーム構成信号 522 を入力とし、伝送路推定信号 508、518、510、520 及びフレーム構成信号 522 を用いて受信直交ベースバンド信号 506、516 を復調することにより、変調信号 A の受信デジタル信号 524、変調信号 B の受信デジタル信号 525-1、第 1 の軟判定値信号 701 及び第 2 の軟判定値信号 702 を得、これらを出力する。

25 変調信号 B 復調部 703 は、第 1 の軟判定値信号 701、第 2 の軟判定値信号 702 及びフレーム構成信号 522 を入力とし、第 1 の軟判定値信号 701 及び第 2 の軟判定値信号 702 を復調することにより、変調信号 B の受信デ

ジタル信号 525-2 を得、これを出力する。

次に本実施の形態の動作について説明する。

上述したように本実施の形態の送信装置 300 は、2 つの変調信号 A、B をそれぞれアンテナから送信するにあたって、変調信号 A についてのみ、マッピングパターン（すなわち信号点配置の仕方）を変えて同一のデータを複数回送信する。これにより、時空間ブロック符号を用いる場合と比較すると、時空間ブロック符号では複数のアンテナで繰り返し同一情報を送信するのに対して、送信装置 300 は一方のアンテナからは同一情報を繰り返し送信せずに、他方のアンテナからのみ情報を繰り返し送信しているので、時空間ブロック符号を用いた場合よりもデータ伝送速度を高く保つことができる。

また受信装置 500 では、このような信号を受信することで、変調信号 A と変調信号 B を誤り率特性良く復調することができる。これについて順を追って詳しく説明する。

先ず、受信装置 500 は、電波伝搬環境推定シンボルを用いて、時間  $t$  における各変調信号の各アンテナ間でのチャネル変動  $h_{11}(t)$ 、 $h_{12}(t)$ 、 $h_{21}(t)$ 、 $h_{22}(t)$  を推定する。時間  $i$  においてアンテナ 109 で受信した受信信号  $R_{1^*}(i)$ 、アンテナ 110 で受信した受信信号  $R_2(i)$  と、時間  $i$  においてアンテナ 107 から送信された変調信号  $S_1(i)$ 、アンテナ 108 から送信された変調信号  $S_2(i)$  との関係は、チャネル変動  $h_{11}(i)$ 、 $h_{12}(i)$ 、 $h_{21}(i)$ 、 $h_{22}(i)$  を用いて次式で表すことができる。

$$\begin{pmatrix} R_1(i) \\ R_2(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(i) & h_{12}(i) \\ h_{21}(i) & h_{22}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1(i) \\ S_2(i) \end{pmatrix} \quad \dots \dots (1)$$

同様に、時点  $i+1$  においては、次式の関係式が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} R_1(i+1) \\ R_2(i+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11}(i+1) & h_{12}(i+1) \\ h_{21}(i+1) & h_{22}(i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1(i) \\ S_2(i+1) \end{pmatrix} \quad \dots \dots (2)$$

(1) 式の関係から  $S_1(i)$ 、 $S_2(i)$  を得ることができると共に、(2) 式の関係から  $S_1(i)$ 、 $S_2(i+1)$  を得ることができる。

ここで、図2Aの例のように、データシンボル102、105を送信する時間と、データシンボル103、106を送信する時間の差が小さい場合（図2Aの例では、「1」の時間しか差がない）には、 $h_{11}(i) \approx h_{11}(i+1)$ 、 $h_{12}(i) \approx h_{12}(i+1)$ 、 $h_{21}(i) \approx h_{21}(i+1)$ 、  
5  $h_{22}(i) \approx h_{22}(i+1)$  が成立する。

従って、このような場合には、（1）式と（2）式の行列はほぼ等しい行列となるが、 $(S_1(i), S_2(i))$  のベクトルと  $(S_1(i)', S_2(i+1))$  のベクトルが異なるため、復調して得られるデータの確からしさが異なることになる。特に、文献 “A simple transmit diversity technique for  
10 wireless communications,” IEEE Journal on Select Areas in Communications, pp.1451-1458, vol.16, no.8, October 1998 で示されている尤度検波（Likelihood Detection）を用いた際、データの確からしさの差が大きくなる。

このときの、時間  $i$  と時間  $i+1$  の受信信号における候補信号点の変化の一  
15 例を、図52A、図52Bに示す。図52Aは時間  $i$  の受信信号における候補信号点の配置を示し、図52Bは時間  $i+1$  の受信信号における候補信号点の配置を示す。このように、本実施の形態においては、候補信号点の配置が時間  $i$  と時間  $i+1$  で異なるため、時間  $i$  での受信品質と時間  $i+1$  での受信品質が異なることになる。これにより、ダイバーシチ効果を得ることができる。な  
20 お、図52A、図52Bの詳細については、後で説明する。

本実施の形態の送信装置300及び受信装置500では、この特性を利用し、受信データの品質を向上させるようになされている。

具体的に説明する。送信装置300では、上述したように、同一の送信データを時間  $i$  と時間  $i+1$  での信号点配置が変化するように変調して変調信号  
25 A  $(S_1(i), S_1(i)')$  を形成し、これを異なるアンテナを使って変調信号B  $(S_2(i), S_2(i+1))$  と同時に送信する。これにより、受信側では、時間  $i$  においては変調信号  $S_1(i)$  と変調信号  $S_2(i)$  が混ざ

り合った信号から変調信号  $S_1(i)$  と変調信号  $S_2(i)$  とを分離復調することになり、一方、時間  $i+1$ においては変調信号  $S_1(i')$  と変調信号  $S_2(i+1)$  が混ざり合った信号から変調信号  $S_1(i')$  と変調信号  $S_2(i+1)$  とを分離復調することになる。

5 ここで変調信号Aの信号点配置を時間  $i$  と時間  $i+1$  で変えているので、時間  $i$  での上記混ざり合った信号の信号点位置と、時間  $i+1$  での上記混ざり合った信号の信号点位置も異なるものとなり、この結果それらを分離復調したときの受信データの誤り率も異なるものとなる。

本実施の形態の受信装置 500 では、時間  $i$  での受信品質の方が良い場合には、変調信号Aの復調結果として変調信号  $S_1(i)$  を復調したもの用いる。すなわち変調信号  $S_1(i')$  の復調結果としても  $S_1(i)$  の復調結果を用いる。そして、受信品質の良い変調信号  $S_2(i)$  は、変調信号  $S_1(i)$  と変調信号  $S_2(i)$  が混ざり合った信号から通常の分離復調によって復調する。これに対して受信品質の悪い変調信号  $S_2(i+1)$  は、受信品質の悪い変調信号  $S_1(i')$  に置き換えて、受信品質の良い変調信号  $S_1(i)$  の復調結果を用いて、復調するようになっている。

一方、時間  $i+1$  での受信品質の方が良い場合には、変調信号Aの復調結果として変調信号  $S_1(i')$  を復調したもの用いる。すなわち変調信号  $S_1(i)$  の復調結果としても  $S_1(i')$  の復調結果を用いる。そして、受信品質の良い変調信号  $S_2(i+1)$  は、変調信号  $S_1(i')$  と変調信号  $S_2(i+1)$  が混ざり合った信号から通常の分離復調によって復調する。これに対して受信品質の悪い変調信号  $S_2(i)$  は、受信品質の悪い変調信号  $S_1(i)$  に置き換えて、受信品質の良い変調信号  $S_1(i')$  の復調結果を用いて、復調するようになっている。

25 このように、復調精度の良い時間の変調信号Aの復調結果を用いることにより、変調信号Aの復調時の誤り率特性を向上させることができると共に、復調精度の良い時間の変調信号Aの復調結果を用いて変調信号Bの復調を行うこ

とにより、変調信号Bの復調時の誤り率特性も向上させることができるようになる。

受信装置300の具体的な復調（復号）手順は、以下の通りである。

<1>時間iの検波を行い、(S1(i), S2(i))を得る。

5 <2>時間i+1の検波を行い、(S1(i)', S2(i+1))を得る。

<3>時間i及び時間i+1の受信品質を比較する。

時間iの受信品質の方が良い場合、時間iの検波で得た(S1(i), S2(i))のデータをそのまま使う。そしてS2(i+1)のデータは、時間iの検波で得られたS1(i)から時間i+1のS1(i)'を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

これに対して、時間i+1の受信品質の方が良い場合には、時間i+1の検波で得た(S1(i)', S2(i+1))のデータをそのまま使う。そしてS2(i)のデータは、時間i+1の検波で得られたS1(i)'から時間iのS1(i)を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

15 受信装置500においては、復調部523でこのような復調処理を行うことにより、変調信号Aの受信デジタル信号524、変調信号Bの受信デジタル信号525を得る。

この復調処理について、さらに詳しく説明する。

この実施の形態の例では、変調信号A、変調信号BがともにQPSK変調された信号なので、同一時間に、変調信号Aで2ビット、変調信号Bで2ビットの計4ビットが送信可能である。つまり、0000, 0001, ..., 1111が送信可能である。ただし、上位2ビットは変調信号Aで送信された2ビット、下位2ビットは変調信号Bで送信された2ビットとする。

先ず、復調部523の全体的な動作を説明する。

25 復調部523は、先ず、時間iにおいて、変調信号Aの伝送路推定信号508、変調信号Bの伝送路推定信号510を用いて、0000, 0001, ..., 1111の16個の信号点のI-Q平面における信号点（候補信号点）を求め

- る。その信号点の様子を、図14の符号1302で示す。また復調部523は、逆拡散部505から受信直交ベースバンド信号506として、図14の符号1301に示すような信号点の信号を入力する。次に、復調部523は、図14の符号1302の示した全ての信号点に関して、I-Q平面における信号点1301との例えれば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値 $X_{0000}(i)$ を求め、同様に送信ビット0001、……、1111の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値 $X_{0001}(i)$ 、……、 $X_{1111}(i)$ を求める。
- 10 同様に、復調部523は、時間*i*において、変調信号Aの伝送路推定信号518、変調信号Bの伝送路推定信号520を用いて、0000, 0001, …, 1111の16個の信号点のI-Q平面における信号点（候補信号点）を求める。その信号点の様子を、図14の符号1302で示す。また復調部523は、逆拡散部515から受信直交ベースバンド信号516として、図14の符号1301に示すような信号点の信号を入力する。次に、復調部523は、図14の符号1302で示す全ての信号点に関して、I-Q平面における信号点1301との距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値 $Y_{0000}(i)$ を求め、同様に送信ビット0001、……、1111の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値 $Y_{0001}(i)$ 、……、 $Y_{1111}(i)$ を求める。
- 15 次に、復調部523は、 $X_{0000}(i)$ と $Y_{0000}(i)$ の和 $Z_{0000}(i) = X_{0000}(i) + Y_{0000}(i)$ を求め、同様にして $Z_{0001}(i)$ 、……、 $Z_{1111}(i)$ を求める。復調部523は、同様にして、時間*i*+1についても $Z_{0000}(i+1)$ 、 $Z_{0001}(i+1)$ 、……、 $Z_{1111}(i+1)$ を求める。
- 20 次に、復調部523は、時間*i*と時間*i*+1との受信データの確からしさの比較を行う。

例えば、 $Z_{0000}(i)$ 、 $Z_{0001}(i)$ 、…、 $Z_{1111}(i)$ の中から、最も小さい値を探索する。その値を $F(i)$ とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値を $S(i)$ とする。

同様に、 $Z_{0000}(i+1)$ 、 $Z_{0001}(i+1)$ 、…、 $Z_{1111}(i+1)$ の中から、最も小さい値を探索する。その値を $F(i+1)$ とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値を $S(i+1)$ とする。

そして、例えば、 $R(i) = F(i) / S(i)$ 、および、 $R(i+1) = F(i+1) / S(i+1)$ を求める。

復調部523は、 $R(i+1) > R(i)$ のとき、時間*i*の方が受信品質が良いと判断し、 $F(i)$ を与える4ビットを正しいデータと判断する。そして、変調信号Aで送信された2ビットとしては、時間*i*で得た2ビットを時間*i*及び時間*i+1*での受信データとする。また変調信号Bについては、時間*i*で送信された2ビットとしては時間*i*で得た2ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間*i+1*で送信された2ビットは時間*i+1*での変調信号Aで送信された2ビットが既に判定されているのを利用して判定する。例えば、変調信号Aで送信された2ビットが00であるならば、 $Z_{0000}(i+1)$ 、 $Z_{0001}(i+1)$ 、 $Z_{0010}(i+1)$ 、 $Z_{0011}(i+1)$ の中から最も値が小さくなるものを探索することで、時間*i+1*に変調信号Bで送信された2ビットを判定する。同様に、変調信号Aで送信された2ビットが01であるならば、 $Z_{0100}(i+1)$ 、 $Z_{0101}(i+1)$ 、 $Z_{0110}(i+1)$ 、 $Z_{0111}(i+1)$ の中から最も値が小さくなるものを探索することで、時間*i+1*に変調信号Bで送信された2ビットを判定する。変調信号Aで送信された2ビットが10、11のときも同様にして、時間*i+1*に変調信号Bで送信された2ビットを判定する。

復調部523は、 $R(i) > R(i+1)$ のとき、時間*i+1*の方が受信品質が良いと判断し、 $F(i+1)$ を与える4ビットを正しいデータと判断する。そして、変調信号Aで送信された2ビットとしては、時間*i+1*で得た2ビット

トを時間  $i$  及び時間  $i + 1$  での受信データとする。また変調信号 B については、時間  $i + 1$  で送信された 2 ビットとしては時間  $i + 1$  で得た 2 ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間  $i$  で送信された 2 ビットは時間  $i$  での変調信号 A で送信された 2 ビットが既に判定されているのを利用して判定する。例えば、変調信号 A で送信された 2 ビットが 0 0 であるならば、Z 0 0 0 0 (i)、Z 0 0 0 1 (i)、Z 0 0 1 0 (i)、Z 0 0 1 1 (i) の中から最も値が小さくなるものを探索することで、時間  $i$  に変調信号 B で送信された 2 ビットを判定する。同様に、変調信号 A で送信された 2 ビットが 0 1 であるならば、Z 0 1 0 0 (i)、Z 0 1 0 1 (i)、Z 0 1 1 0 (i)、Z 0 1 1 1 (i) の中から最も値が小さくなるものを探索することで、時間  $i$  に変調信号 B で送信された 2 ビットを判定する。変調信号 A で送信された 2 ビットが 1 0、1 1 のときも同様にして、時間  $i$  に変調信号 B で送信された 2 ビットを判定する。

次に、復調部 5'2 3 を、図 7 や図 8 のように構成した場合の動作について説明する。

復調部 5'2 3 を図 7 に示すように構成した場合、変調信号 A、B 復調部 6 0 8 は、上記のように、時間  $i$  及び時間  $i + 1$  において変調信号 A で送信されたデータのうち、受信品質の良い方の時間の信号から復調したものを変調信号 A の受信ディジタル信号 5 2 4 として出力する。また、上記のように、受信品質の良い時間の変調信号 B で送信されたデータを変調信号 B の受信ディジタル信号 5 2 5-1 として出力する。

変調信号 B 復調部 6 1 0 は、上記のように、受信品質の良い変調信号 A の受信ディジタル信号 5 2 4 を入力し、これを利用することで受信品質の悪い時間の変調信号 B を復調することにより、品質の良い変調信号 B の受信ディジタル信号 5 2 5-2 を得て、これを出力する。

また復調部 5 2 3 を図 8 に示すように構成した場合、変調信号 A、B 復調部 6 0 8 は、上記のように、時間  $i$  及び時間  $i + 1$  において変調信号 A で送信さ

れたデータのうち、受信品質の良い時間の信号から復調したものを変調信号Aの受信ディジタル信号524として出力する。また変調信号A、B復調部608は、第1の軟判定値信号701として、Z0000(i)、…、Z1111(i)を出力すると共に、第2の軟判定値信号702としてZ0000(i+1)、…、Z1111(i+1)を出力する。また変調信号A、B復調部608は、時間i又は時間i+1いずれかの変調信号Bの受信ディジタル信号525-1を出力する。

変調信号B復調部703は、第1の軟判定値信号701であるZ0000(i)、…、Z1111(i)と第2の軟判定値信号702であるZ0000(i+1)、…、Z1111(i+1)を入力とし、上記のように、時間iと時間i+1の受信品質を基に、変調信号Bの復調を行うことにより、受信ディジタル信号525-1を得た変調信号Bとは異なる時間の変調信号Bの受信ディジタル信号525-2を得て、これを出力する。

かくして本実施の形態によれば、それぞれ異なるアンテナから送信する変調信号A、Bのうち、変調信号Aは同一のデータを信号点配置の仕方を変えて複数回変調して形成すると共に、変調信号Bは同一のデータを信号点配置の仕方を変えて複数回変調することなく時系列のデータを順次変調して形成する（すなわち通常の変調を施して形成する）ようにしたことにより、時空間ブロック符号を用いた場合よりもデータ伝送速度を高く保ちつつ、複数回送信されたデータ系列の誤り率特性を向上させることができるので結果として両系統（2系統）の誤り率特性を向上させることができるようになる。

実際には受信側では、受信品質の良い時間の受信信号を基に得た変調信号Aの復調結果を変調信号Aの受信ディジタル信号とすると共に、既に判定した受信品質の良い時間の変調信号Aの受信ディジタル信号を利用して受信品質の悪い時間の受信信号から当該受信品質の悪い時間に受信された変調信号Bの受信ディジタル信号を得るようにしたことにより、受信品質の悪い時間に受信された変調信号Bの誤り率特性も向上させることができる。

さらに、変調方式としてQPSKを採用する場合には、変調信号Aについては、同一データから、互いに45°の位相差をもつQPSK変調信号を形成し、これらを送信すれば、時間iと時間i+1で最小ユークリッド距離が大きな状態を得ることができるので、一段と誤り率特性を向上させることができるように

5 なる。

#### (1-1) 変形例1

なお上述した例では、送信装置300によって送信するフレーム構成を、図2Aのようにした場合について説明したが、送信するフレーム構成を、図9に示すようにしてもよい。図9のフレーム構成が図2Aのフレーム構成と異なる10 点は、変調信号Aにおいて同一データを変調した信号S1(i)を送信する時間の差を、図2Aの場合には小さくしたのに対して、図9では非常に大きくしている点である。

これにより、時間iと時間jとでは、電波伝搬環境が全く異なるようになる。これを考慮して、図9の場合には時間jで送信する変調信号Aの信号点配置を、15 時間iで送信する変調信号Aの信号点配置と同じにしている。これは、敢えて変調信号Aの信号点配置を変えなくても、時間iと時間jの受信品質は、電波伝搬環境の違いにより、ある程度異なるものになるとえたためである。

この結果、受信品質の良い時間の受信信号を基に得た変調信号Aの復調結果を変調信号Aの受信ディジタル信号とともに、既に判定した受信品質の良い時間の変調信号Aの受信ディジタル信号を利用して受信品質の悪い時間の受信信号から当該受信品質の悪い時間に受信された変調信号Bの受信ディジタル信号を得るようすれば、図2Aのフレーム構成の信号を送信した場合と同様に、受信品質の悪い時間に受信された変調信号Bの誤り率特性も向上させることができる。

25 具体的に説明する。時間iにおいて、上記(1)式が成立する。同様に、時間jにおいて、次式の関係が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} R1(j) \\ R2(j) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(j) & h12(j) \\ h21(j) & h22(j) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S1(j) \\ S2(j) \end{pmatrix} \quad \dots\dots(3)$$

(3) 式における  $h_{11}(j)$ 、 $h_{12}(j)$ 、 $h_{21}(j)$ 、 $h_{22}(j)$  は、受信装置 500において、例えば図 9 の電波伝搬環境推定シンボル 801、803 を用いて推定する。ここで、時間  $i$  と時間  $j$  では、電波伝搬環境が異なるので、 $h_{11}(i) \neq h_{11}(j)$ 、 $h_{12}(i) \neq h_{12}(j)$ 、 $h_{21}(i) \neq h_{21}(j)$ 、 $h_{22}(i) \neq h_{22}(j)$  が成立する。従って、時間  $i$  と時間  $j$  での受信品質は全く異なることになる。

以上を考慮し、時間  $i$  と時間  $j$  の I-Q 平面における信号点配置について説明する。

10 変調信号 A の I-Q 平面における信号点配置の一例を、図 3 A～図 3 C に示す。図 9 に示すフレーム構成を探った場合、時間  $i$  と時間  $j$  の信号点配置は、共に図 3 A でもよいし、時間  $i$  では図 3 A、時間  $j$  では図 3 B のように異なっていてもよい。これは、図 2 A のフレーム構成のときとは異なり、時間  $i$  と時間  $j$  とでは電波伝搬環境が異なるため、時間  $i$  と時間  $j$  で、敢えて信号点配置 15 を変えなくても、時間  $i$  と時間  $j$  とで受信品質が異なるようになるためである。

以下では、復号化の手順について詳しく説明するが、図 2 A のフレーム構成の動作と同様に考えることができる。つまり、時間  $i+1$  の動作を時間  $j$  に置き換えて考えればよい。

<1> 時間  $i$  の検波を行い、 $(S_1(i), S_2(i))$  を得る。

20 <2> 時間  $j$  の検波を行い、 $(S_1(i), S_2(j))$  を得る。

<3> 時間  $i$  及び時間  $j$  の受信品質を比較する。

時間  $i$  の受信品質の方が良い場合、時間  $i$  の検波で得た  $(S_1(i), S_2(i))$  のデータをそのまま使う。そして  $S_2(j)$  のデータは、時間  $i$  の検波で得られた  $S_1(i)$  から時間  $j$  の  $S_1(i)$  を推定し、その結果を利用することによって得るようにする。

これに対して、時間  $j$  の受信品質の方が良い場合、時間  $j$  の検波で得た  $(S_1(j), S_2(j))$  のデータをそのまま使う。そして  $S_2(i)$  のデータは、時間  $j$  の検波で得られた  $S_1(j)$  から時間  $i$  の  $S_1(j)$  を推定し、その結果を利用することによって得るようにする。

1 (i), S2 (j) のデータをそのまま使う。そして、S2 (i) のデータは、時間 j の検波で得られた S1 (i) から時間 i の S1 (i) を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

受信装置 500においては、復調部 523 でこのような復調処理を行うことにより、変調信号 A の受信デジタル信号 524、変調信号 B の受信デジタル信号 525 を得る。

なお図 9 のフレーム構成の送信信号を受信した際の復調部 523 での詳細な動作は、上述した時間 i + 1 の動作を時間 j に置き換えて考えればよいだけなので、省略する。ただし、上述した時間 i + 1 と時間 j での処理においては、時間 i + 1 では図 2 A の電波伝搬環境推定シンボル 101、104 を用いて得た信号点（候補信号点）に基づいて時間 i + 1 でのデータの確からしさを判定したのに対して、時間 j では図 9 の電波伝搬環境推定シンボル 801、803 を用いて得た信号点（候補信号点）に基づいて時間 j でのデータの確からしさを判定する点が異なる。

### 15 (1-2) 変形例 2

ここでは、送信装置 300 によって送信するフレーム構成を、図 10 A や図 10 B のようにした場合について説明する。

図 10 A のフレーム構成は、要するに、図 2 A のフレーム構成では変調信号 A で同一のデータを信号点配置の仕方を変えて連續して 2 回送信したのに対して、変調信号 A で同一のデータを信号点配置の仕方を変えて連續して 3 回送信するようにしたものである。

また図 10 B のフレーム構成は、要するに、図 9 のフレーム構成では変調信号 A で同一のデータを信号点配置の仕方を変えずに離れた時間で 2 回送信したのに対して、変調信号 A で同一のデータを信号点配置の仕方を変えずに離れた時間で 3 回送信するようにしたものである。

先ず、図 10 A のフレーム構成を採った場合について説明する。

時間 i、i + 1 の状態については、図 2 A のフレーム構成の際の説明と同様

である。時間  $i + 2$  において、次式の関係が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} R1(i+2) \\ R2(i+2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(i+2) & h12(i+2) \\ h21(i+2) & h22(i+2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S1(i)'' \\ S2(i+2) \end{pmatrix} \dots \dots (4)$$

時間  $i$  から時間  $i + 2$  までの時間は短いので、 $h11(i) \approx h11(i+1) \approx h11(i+2)$ 、 $h12(i) \approx h12(i+1) \approx h12(i+2)$ 、  
 5  $h21(i) \approx h21(i+1) \approx h21(i+2)$ 、 $h22(i) \approx h22(i+1) \approx h22(i+2)$  が成立する。

(1) 式の関係から  $S1(i)$ 、 $S2(i)$  を得ることができ、また (2) 式の関係から  $S1(i)'$ 、 $S2(i+1)$  を得ることができ、(4) 式の関係から  $S1(i)''$ 、 $S2(i+2)$  を得ることができる。

10 このとき、(1) 式、(2) 式及び(4) 式の行列は、ほぼ等しい行列であるが、 $S1(i)$ 、 $S1(i)'$  及び  $S1(i)''$  の信号点を変えているので、  
 (S1(i), S2(i)) のベクトルと (S1(i)', S2(i+1)) のベクトルと (S1(i)'', S2(i+2)) のベクトルが異なるため、各時間  $i \sim i + 2$  で得られるデータの確からしさが異なることになる。この際、  
 15 例えば、時間  $i$  の  $S1(i)$  は図 11 A の信号点配置に、時間  $i + 1$  の  $S1(i)'$  は図 11 B の信号点配置に、時間  $i + 2$  の  $S1(i)''$  は図 11 C の信号点配置にする。このように、同一データの変調信号  $S1(i)$ 、 $S1(i)'$ 、 $S1(i)''$  の信号点配置の仕方を異なるようにすることで、各時間  $i \sim i + 2$  で得られるデータの確からしさを効率よく変化させることができる。

20 図 10 A のフレーム構成の送信信号は、図 4 に示す構成の送信装置 300 によって形成することができる。変調信号 304 を、図 5 の変調部 304 の構成に、マッピング部 Z (図示せず) を追加した構成を採ればよい。そして、追加したマッピング部 Z において、時間  $i + 2$  のマッピングを行うようにすればよい。

25 図 10 A のフレーム構成の信号を受信した際の、受信装置 300 の具体的な復調 (復号) 手順は、以下の通りである。

<1>時間  $i$  の検波を行い、(S1(i), S2(i))を得る。

<2>時間  $i+1$  の検波を行い、(S1(i)', S2(i+1))を得る。

<3>時間  $i+2$  の検波を行い、(S1(i)", S2(i+2))を得る。

<4>時間  $i$ 、時間  $i+1$  及び時間  $i+2$  の受信品質を比較する。

5 時間  $i$ 、時間  $i+1$  及び時間  $i+2$  の中で、時間  $i$  の受信品質が最も良い場合、時間  $i$  の検波で得た(S1(i), S2(i))のデータをそのまま使う。そして S2(i+1) のデータは、時間  $i$  の検波で得られた S1(i) から時間  $i+1$  の S1(i)' を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

10 また S2(i+2) のデータは、時間  $i$  の検波で得られた S1(i) から時間  $i+2$  の S1(i)" を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

また、時間  $i+1$  の受信品質が最も良い場合、時間  $i+1$  の検波で得た(S1(i)', S2(i+1))のデータをそのまま使う。そして S2(i) のデータは、時間  $i+1$  の検波で得られた S1(i)' から時間  $i$  の S1(i) を推定し、その結果を利用することで得るようにする。また S2(i+2) の 15 データは、時間  $i+1$  の検波で得られた S1(i)' から時間  $i+2$  の S1(i)" を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

さらに、時間  $i+2$  の受信品質が最も良い場合、時間  $i+2$  の検波で得た(S1(i)", S2(i+2))のデータをそのまま使う。そして S2(i) のデータは、時間  $i+2$  の検波で得られた S1(i)" から時間  $i$  の S1(i) を推定し、その結果を利用することで得るようにする。また S2(i+1) のデータは、時間  $i+2$  の検波で得られた S1(i)" から時間  $i+1$  の S1(i)' を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

20 受信装置 500においては、復調部 523 でこのような復調処理を行うことにより、変調信号 A の受信ディジタル信号 524、変調信号 B の受信ディジタル信号 525 を得る。

この復調処理について、さらに詳しく説明する。

変調信号 A、変調信号 B がともに QPSK 変調された信号の場合、同一時間

に、変調信号Aで2ビット、変調信号Bで2ビットの計4ビットが送信可能である。つまり、0000, 0001, …, 1111が送信可能である。ただし、上位2ビットは変調信号Aで送信された2ビット、下位2ビットは変調信号Bで送信された2ビットとする。

5 先ず、復調部523の全体的な動作を説明する。

復調部523は、先ず、図10Aの時間*i*において、変調信号Aの伝送路推定信号508、変調信号Bの伝送路推定信号510を用いて、0000, 0001, …, 1111の16個の信号点のI-Q平面における信号点（候補信号点）を求める。その信号点の様子を、図14の符号1302で示す。また10復調部523は、逆拡散部505から受信直交ベースバンド信号506として、図14の符号1301に示すような信号点の信号を入力する。次に、復調部523は、図14の符号1302で示す全ての信号点に関して、I-Q平面における信号点1301との例えれば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値X0000(i)を求める、同様に送信ビット0001、…、1111の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値X0001(i)、…、X1111(i)を求める。

同様に、復調部523は、図10Aの時間*i*において、変調信号Aの伝送路推定信号518、変調信号Bの伝送路推定信号520を用いて、0000, 0001, …, 1111の16個の信号点のI-Q平面における信号点（候補信号点）を求める。その信号点の様子を、図14の符号1302で示す。また復調部523は、逆拡散部515から受信直交ベースバンド信号516として、図14の符号1301に示すような信号点の信号を入力する。次に、復調部523は、図14の符号1302で示す全ての信号点に関して、I-Q平面における信号点1301との距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値Y0000(i)を求める、同様に送信ビット0001、…、1111の信号点1302

02と信号点1301との距離の2乗値Y0001 (i)、・・・、Y1111 (i)を求める。

次に、復調部523は、X0000 (i)とY0000 (i)の和Z0000 (i) = X0000 (i) + Y0000 (i)を求め、同様にしてZ00051 (i)、・・・、Z1111 (i)を求める。復調部523は、同様にして、時間i+1についてもZ0000 (i+1)、Z0001 (i+1)、・・・、Z1111 (i+1)を求める。また時間i+2についてもZ0000 (i+2)、Z0001 (i+2)、・・・、Z1111 (i+2)を求める。

次に、復調部523は、時間iと時間i+1と時間i+2との受信データの10確からしさの比較を行う。

例えば、Z0000 (i)、Z0001 (i)、・・・、Z1111 (i)の中から、最も小さい値を探索する。その値をF (i)とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS (i)とする。

同様に、Z0000 (i+1)、Z0001 (i+1)、・・・、Z1111 (i+1)の中から、最も小さい値を探索する。その値をF (i+1)とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS (i+1)とする。

同様に、Z0000 (i+2)、Z0001 (i+2)、・・・、Z1111 (i+2)の中から、最も小さい値を探索する。その値をF (i+2)とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS (i+2)とする。

20 そして、例えば、R (i) = F (i) / S (i)、R (i+1) = F (i+1) / S (i+1)、及び、R (i+2) = F (i+2) / S (i+2)を求める。以上の値を用いて、時間i、時間i+1、時間i+2の受信品質を推定する。

時間iの受信品質が最も良いと判断した場合、変調信号Aで送信された2ビットとしては、時間iで得た2ビットを時間i、時間i+1、時間i+2での受信データとする。また変調信号Bについては、時間iで送信された2ビットとしては時間iで得た2ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間

$i + 1$ 、 $i + 2$ で送信された2ビットは時間 $i + 1$ 、 $i + 2$ での変調信号Aで送信された2ビットが既に判定されているのを利用して判定する。

また、時間 $i + 1$ の受信品質が最も良いと判断した場合、変調信号Aで送信された2ビットとしては、時間 $i + 1$ で得た2ビットを時間 $i$ 、時間 $i + 1$ 、  
5 時間 $i + 2$ での受信データとする。また変調信号Bについては、時間 $i + 1$ で送信された2ビットとしては時間 $i + 1$ で得た2ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間 $i$ 、 $i + 2$ で送信された2ビットは時間 $i$ 、 $i + 2$ での変調信号Aで送信された2ビットが既に判定されているのを利用して判定する。

10 さらに、時間 $i + 2$ の受信品質が最も良いと判断した場合、変調信号Aで送信された2ビットとしては、時間 $i + 2$ で得た2ビットを時間 $i$ 、時間 $i + 1$ 、時間 $i + 2$ での受信データとする。また変調信号Bについては、時間 $i + 2$ で送信された2ビットとしては時間 $i + 2$ で得た2ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間 $i$ 、 $i + 1$ で送信された2ビットは時間 $i$ 、 $i + 1$ での変調信号Aで送信された2ビットが既に判定されているのを利用して判定する。

このような処理を行うための復調部523の詳細構成例を、図12に示す。図12の変調信号A、B復調部608は、上記のように、時間 $i$ 、時間 $i + 1$ 及び時間 $i + 2$ において変調信号Aで送信されたデータのうち、受信品質の最も良い時間の信号から復調したものを変調信号Aの受信ディジタル信号524として出力する。また変調信号A、B復調部608は、第1の軟判定値信号701として、Z0000(i)、…、Z1111(i)を、第2の軟判定値信号702としてZ0000(i+1)、…、Z1111(i+1)を、第3の軟判定値信号1101としてZ0000(i+2)、…、Z1111(i+2)を出力する。また変調信号A、B復調部608は、時間 $i$ 、時間 $i + 1$ 又は時間 $i + 2$ いずれかの変調信号Bの受信ディジタル信号525-1を出力する。

変調信号B復調部703は、第1の軟判定値信号701であるZ0000 (i)、…、Z1111 (i)と、第2の軟判定値信号702であるZ000 (i+1)、…、Z1111 (i+1)と、第3の軟判定値信号1101であるZ0000 (i+2)、…、Z1111 (i+2)とを入力  
5 とし、上記のように、時間iと時間i+1と時間i+2の受信品質を基に、変調信号Bの復調を行うことにより、受信ディジタル信号525-1を得た変調信号Bとは異なる時間の変調信号Bの受信ディジタル信号525-2を得て、これを出力する。

このように、図10Aに示すようなフレーム構成を用いた場合には、図2A  
10 に示すようなフレーム構成を用いた場合と比較して、受信品質の最も良い時間を、より多くの時間の中から選ぶことができるようになるので、一段と誤り率特性の良い変調信号A、Bの復調データを得ることができるようになる。

なおここでは、図10Aに示すように、同一データを信号点配置を変えて連続した3シンボルS1 (i)、S1 (i)'、S1 (i)''で送信した場合について説明したが、これに限ったものではなく、要は、短い時間間隔で同一データの変調信号を複数回送信する際には、同一データの変調信号の信号点配置を変えることにより、各時間での受信品質を変化させるようにすればよい。つまり、時間i、i+1、i+2で送信した変調信号を、時間i、i+n、i+mで送信するようにしてもよい。このとき、 $h_{11}(i) \doteq h_{11}(i+n) \doteq h_{11}(i+m)$ 、 $h_{12}(i) \doteq h_{12}(i+n) \doteq h_{12}(i+m)$ 、 $h_{21}(i) \doteq h_{21}(i+n) \doteq h_{21}(i+m)$ 、 $h_{22}(i) \doteq h_{22}(i+n) \doteq h_{22}(i+m)$ の関係が成立すると効果的である。この場合には、上述した時間i+1の動作を時間i+nの動作として、時間i+2の動作を時間i+mとして考えれば同様に実施することができる。

25 次に、図10Bのフレーム構成を採った場合について説明する。

また図10Bのフレーム構成は、上述したように、要するに、図9のフレーム構成では変調信号Aで同一のデータを信号点配置を変えずに離れた時間で

2回送信したのに対して、変調信号Aで同一のデータを信号点配置を変えずに離れた時間で3回送信するようにしたものである。

時間i、jの状態については、図9のフレーム構成の際の説明と同様である。

時間kにおいて、次式の関係が成り立つ。

$$5 \quad \begin{pmatrix} R1(k) \\ R2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(k) & h12(k) \\ h21(k) & h22(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S1(i)'' \\ S2(k) \end{pmatrix} \quad \dots \dots (5)$$

- ここで、時間iとjとkは、電波伝搬環境が異なるような時間であるため、  
 $h11(i) \neq h11(j) \neq h11(k)$ 、 $h12(i) \neq h12(j) \neq h12(k)$ 、  
 $h21(i) \neq h21(j) \neq h21(k)$ 、 $h22(i) \neq h22(j) \neq h22(k)$ が成立する。従って、時間iとjとkでの受信品質は全く異なることになる。これを考慮して、図10Bの場合には時間j及び時間kで送信する変調信号Aの信号点配置を、時間iで送信する変調信号Aの信号点配置と同じにしている。これは、敢えて変調信号Aの信号点配置を変えなくても、時間iと時間jと時間kの受信品質は、電波伝搬環境の違いにより、ある程度異なるものになるとえたためである。
- 15      変調信号AのI-Q平面における信号点配置の一例を、図11A～図11Cに示す。図10Bに示すフレーム構成を探った場合、時間i、j、kの信号点配置は、全て図11Aでもよいし、時間iでは図11A、時間jでは図11B、時間kでは図11Cのように異なるようにしてもよい。これは、時間i、j、kでは電波伝搬環境が異なるため、各時間で、敢えて信号点配置を変えなくて20も、各時間の受信品質が異なるようになるためである。

図10Bのフレーム構成の信号を受信した際の、受信装置300の具体的な復調（復号）手順は、以下の通りである。

<1>時間iの検波を行い、(S1(i), S2(i))を得る。

<2>時間jの検波を行い、(S1(j), S2(j))を得る。

25      <3>時間kの検波を行い、(S1(k), S2(k))を得る。

<4>時間i、時間j及び時間kの受信品質を比較する。

時間  $i$ 、時間  $j$  及び時間  $k$  の中で、時間  $i$  の受信品質が最も良い場合、時間  $i$  の検波で得た ( $S_1(i)$ ,  $S_2(i)$ ) のデータをそのまま使う。そして  $S_2(j)$  のデータは、時間  $i$  の検波で得られた  $S_1(i)$  から時間  $j$  の  $S_1(i)$  を推定し、その結果を利用することで得るようにする。また  $S_2(k)$  のデータは、時間  $i$  の検波で得られた  $S_1(i)$  から時間  $k$  の  $S_1(i)$  を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

また、時間  $j$  の受信品質が最も良い場合、時間  $j$  の検波で得た ( $S_1(i)$ ,  $S_2(j)$ ) のデータをそのまま使う。そして  $S_2(i)$  のデータは、時間  $j$  の検波で得られた  $S_1(i)$  から時間  $i$  の  $S_1(i)$  を推定し、その結果を利用することで得るようにする。また  $S_2(k)$  のデータは、時間  $j$  の検波で得られた  $S_1(i)$  から時間  $k$  の  $S_1(i)$  を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

さらに、時間  $k$  の受信品質が最も良い場合、時間  $k$  の検波で得た ( $S_1(i)$ ,  $S_2(k)$ ) のデータをそのまま使う。そして  $S_2(i)$  のデータは、時間  $k$  の検波で得られた  $S_1(i)$  から時間  $i$  の  $S_1(i)$  を推定し、その結果を利用することで得るようにする。また  $S_2(j)$  のデータは、時間  $k$  の検波で得られた  $S_1(i)$  から時間  $j$  の  $S_1(i)$  を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

受信装置 500においては、復調部 523 でこのような復調処理を行うことにより、変調信号 A の受信ディジタル信号 524、変調信号 B の受信ディジタル信号 525 を得る。

この復調処理について、さらに詳しく説明する。

変調信号 A、変調信号 B がともに QPSK 変調された信号の場合、同一時間に、変調信号 A で 2 ビット、変調信号 B で 2 ビットの計 4 ビットが送信可能である。つまり、0000, 0001, ..., 1111 が送信可能である。ただし、上位 2 ビットは変調信号 A で送信された 2 ビット、下位 2 ビットは変調信号 B で送信された 2 ビットとする。

先ず、復調部 523 の全体的な動作を説明する。

復調部 523 は、先ず、図 10B の時間  $i$  において、変調信号 A の伝送路推定信号 508、変調信号 B の伝送路推定信号 510 を用いて、0000, 0001, . . . , 1111 の 16 個の信号点の I-Q 平面における信号点（候補信号点）を求める。その信号点の様子を、図 14 の符号 1302 で示す。また復調部 523 は、逆拡散部 505 から受信直交ベースバンド信号 506 として、図 14 の符号 1301 に示すような信号点の信号を入力する。次に、復調部 523 は、図 14 の符号 1302 で示す全ての信号点に関して、I-Q 平面における信号点 1301 との例えれば距離の 2 乗値を計算する。すなわち、送信ビット 0000 の信号点 1302 と信号点 1301 との距離の 2 乗値  $X_{0000}$   
10 (i) を求め、同様に送信ビット 0001, . . . , 1111 の信号点 1302 と信号点 1301 との距離の 2 乗値  $X_{0001}$  (i), . . . ,  $X_{1111}$  (i) を求める。

同様に、復調部 523 は、図 10B の時間  $i$  において、変調信号 A の伝送路推定信号 518、変調信号 B の伝送路推定信号 520 を用いて、0000, 0001, . . . , 1111 の 16 個の信号点の I-Q 平面における信号点（候補信号点）を求める。その信号点の様子を、図 14 の符号 1302 で示す。また復調部 523 は、逆拡散部 515 から受信直交ベースバンド信号 516 として、図 14 の符号 1301 に示すような信号点の信号を入力する。次に、復調部 523 は、図 14 の符号 1302 で示す全ての信号点に関して、I-Q 平面における信号点 1301 との距離の 2 乗値を計算する。すなわち、送信ビット 0000 の信号点 1302 と信号点 1301 との距離の 2 乗値  $Y_{0000}$   
20 (i) を求め、同様に送信ビット 0001, . . . , 1111 の信号点 1302 と信号点 1301 との距離の 2 乗値  $Y_{0001}$  (i), . . . ,  $Y_{1111}$  (i) を求める。

次に、復調部 523 は、 $X_{0000}$  (i) と  $Y_{0000}$  (i) の和  $Z_{0000}$   
25  $= X_{0000}$  (i) +  $Y_{0000}$  (i) を求め、同様にして  $Z_{0001}$

1 (i)、…、Z1111 (i) を求める。復調部 523 は、同様にして、時間 j についても Z0000 (j)、Z0001 (j)、…、Z1111 (j) を求める。また時間 k についても Z0000 (k)、Z0001 (k)、…、Z1111 (k) を求める。

5 次に、復調部 523 は、時間 i と時間 j と時間 k との受信データの確からしさの比較を行う。

例えば、Z0000 (i)、Z0001 (i)、…、Z1111 (i) の中から、最も小さい値を探索する。その値を F (i) とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値を S (i) とする。

10 同様に、Z0000 (j)、Z0001 (j)、…、Z1111 (j) の中から、最も小さい値を探索する。その値を F (j) とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値を S (j) とする。

同様に、Z0000 (k)、Z0001 (k)、…、Z1111 (k) の中から、最も小さい値を探索する。その値を F (k) とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値を S (k) とする。

そして、例えば、 $R(i) = F(i) / S(i)$ 、 $R(j) = F(j) / S(j)$ 、及び、 $R(k) = F(k) / S(k)$  を求める。以上の値を用いて、時間 i、時間 j、時間 k の受信品質を推定する。

時間 i の受信品質が最も良いと判断した場合、変調信号 A で送信された 2 ビットとしては、時間 i で得た 2 ビットを時間 i、時間 j、時間 k での受信データとする。また変調信号 B については、時間 i で送信された 2 ビットとしては時間 i で得た 2 ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間 j、k で送信された 2 ビットは時間 j、k での変調信号 A で送信された 2 ビットが既に判定されているのを利用して判定する。

25 また、時間 j の受信品質が最も良いと判断した場合、変調信号 A で送信された 2 ビットとしては、時間 j で得た 2 ビットを時間 i、時間 j、時間 k での受信データとする。また変調信号 B については、時間 j で送信された 2 ビットと

しては時間  $j$  で得た 2 ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間  $i$ 、  
 $k$  で送信された 2 ビットは時間  $i$ 、 $k$  での変調信号 A で送信された 2 ビットが  
既に判定されているのを利用して判定する。

さらに、時間  $k$  の受信品質が最も良いと判断した場合、変調信号 A で送信さ  
5 れた 2 ビットとしては、時間  $k$  で得た 2 ビットを時間  $i$ 、時間  $j$ 、時間  $k$  での  
受信データとする。また変調信号 B については、時間  $k$  で送信された 2 ビット  
としては時間  $k$  で得た 2 ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間  
 $i$ 、 $j$  で送信された 2 ビットは時間  $i$ 、 $j$  での変調信号 A で送信された 2 ビッ  
トが既に判定されているのを利用して判定する。

10 このような処理を行うための復調部 523 の詳細構成例を、図 12 に示す。  
図 12 の変調信号 A、B 復調部 608 は、上記のように、時間  $i$ 、時間  $j$  及び  
時間  $k$  において変調信号 A で送信されたデータのうち、受信品質の最も良い時  
間の信号から復調したものを変調信号 A の受信ディジタル信号 524 として  
出力する。また変調信号 A、B 復調部 608 は、第 1 の軟判定値信号 701 と  
15 して、Z0000 (i)、…、Z1111 (i) を、第 2 の軟判定値信号  
702 として Z0000 (j)、…、Z1111 (j) を、第 3 の軟判定  
値信号 1101 として Z0000 (k)、…、Z1111 (k) を出力す  
る。また変調信号 A、B 復調部 608 は、時間  $i$ 、時間  $j$  又は時間  $k$  いずれか  
の変調信号 B の受信ディジタル信号 525-1 を出力する。

20 変調信号 B 復調部 703 は、第 1 の軟判定値信号 701 である Z0000  
(i)、…、Z1111 (i) と、第 2 の軟判定値信号 702 である Z0  
000 (j)、…、Z1111 (j) と、第 3 の軟判定値信号 1101 で  
ある Z0000 (k)、…、Z1111 (k) とを入力とし、上記のよう  
に、時間  $i$  と時間  $j$  と時間  $k$  の受信品質を基に、変調信号 B の復調を行うこと  
25 により、受信ディジタル信号 525-1 を得た変調信号 B とは異なる時間の変  
調信号 B の受信ディジタル信号 525-2 を得て、これを出力する。

このように、図 10B に示すようなフレーム構成を用いた場合には、図 9 に

示すようなフレーム構成を用いた場合と比較して、受信品質の最も良い時間を、より多くの時間の中から選ぶことができるようになるので、一段と誤り率特性の良い変調信号A、Bの復調データを得ることができるようになる。

(1-3) 変形例3

5 ここでは、送信装置300によって送信するフレーム構成を、図2Aに換えて図13に示すようにする例を挙げる。図13のフレーム構成が図2Aのフレーム構成と異なる点は、変調信号Aにおいて同一データを変調した信号S1(i)とS1(i')を送信する時間の差を、図2Aの場合には「1」としたのに対して、図13では「n」とした点である。

10 ここで、 $h_{11}(i) \neq h_{11}(i+n)$ 、 $h_{12}(i) \neq h_{12}(i+n)$ 、 $h_{21}(i) \neq h_{21}(i+n)$ 、 $h_{22}(i) \neq h_{22}(i+n)$ の関係が成立するようなnであれば、図2Aのフレーム構成の信号を送信した場合と同様に実施できる。つまり、時間*i+1*の動作を時間*i+n*の動作として考えれば同様に実施することができる。

15 (1-4) 変形例4

ここでは、時間*i*と時間*i+1*とで、変調信号Aの送信パワー又は変調信号Bの送信パワーを異なるようにすることを提案する。このようにすることで、上述した変調信号Aの信号点配置のパターンを時間*i*と時間*i+1*で変える場合と同様に、時間*i*と時間*i+1*とで受信品質を変えることができるようになるので、上述したフレーム構成を採用した場合と同様の効果を得ることができる。さらに、上述したフレーム構成と組み合わせた場合には、一段と各時間の受信品質の差を大きくすることができる。すなわち、信号点配置の仕方を変えるとは、送信パワーを変えることを含むものとする。

具体的には、時間*i*において(1)式が成り立つ変調信号S1(i)、S2(i)を送信し、時間*i+1*においては、以下の(6)式又は(7)式が成り立つ変調信号rS1(i')、S2(i+1)又は変調信号S1(i')、rS2(i+1)を送信する。

$$\begin{pmatrix} R1(i+1) \\ R2(i+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(i+1) & h12(i+1) \\ h21(i+1) & h22(i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} rS1(i)' \\ S2(i+1) \end{pmatrix} \dots (6)$$

$$\begin{pmatrix} R1(i+1) \\ R2(i+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(i+1) & h12(i+1) \\ h21(i+1) & h22(i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S1(i)' \\ rS2(i+1) \end{pmatrix} \dots (7)$$

(6) 式と (7) 式の違いは、変調信号 A (S 1) の送信パワーを変化させるか、又は変調信号 B (S 2) のどちらの送信パワーを変化させるかである。なおこのように、送信パワーを変化させて受信品質を変化させることは、以下の実施の形態と組み合わせて実施することもできる。

#### (1-5) 変形例 5

送信装置の構成は図 4 の構成の構成に限らず、変調部 304 の構成も図 5 の構成に限らない。要は、第 1 の変調部と第 2 の変調部を設け、第 1 の変調部によって第 1 の送信データの同一データを信号点配置の仕方を変えて、又は時間間隔を数シンボル隔てて複数回変調することにより第 1 の変調信号を形成し、第 2 の変調部によって、第 2 の送信データを時系列で変調することにより第 2 の変調信号を形成し、この第 1 及び第 2 の変調信号を異なるアンテナから送信するようにすればよい。

また受信装置の構成は図 6 の構成に限らず、復調部 523 の構成も図 6、図 7、図 8 の構成に限ったものではない。要は、受信品質の良い時間の受信信号を基に得た変調信号 A (すなわち同一データを複数回変調して送信された変調信号) の復調結果を変調信号 A の受信ディジタル信号とすると共に、既に判定した受信品質の良い時間の変調信号 A の受信ディジタル信号を利用して受信品質の悪い時間の受信信号から当該受信品質の悪い時間に受信された変調信号 B の受信ディジタル信号を得るようすればよい。

また各アンテナは、複数のアンテナにより一つのアンテナを構成してもよい。また上述した実施の形態では、変調信号数とアンテナ数を同じにした場合について説明したが、変調信号数  $n$  ( $n \geq 2$ ) より多くのアンテナを設け、送信アンテナを切り替えて使用するようにしてもよい。このようにすれば、送信ア

ンテナを切り替えることで、各時間での受信品質を一段と異なるようにすることができる。これは、後述する実施の形態の場合にも当てはまる。

また上述した実施の形態では、受信品質を求めるための計算式として、例えば、 $R(i) = F(i) / S(i)$ 、 $R(i+1) = F(i+1) / S(i+1)$ 、 $R(i+2) = F(i+2) / S(i+2)$ 、 $R(j) = F(j) / S(j)$ 、 $R(k) = F(k) / S(k)$ を用いた場合について述べたが、これに限ったものではなく、例えば、 $R(i) = F(i) - S(i)$ 、 $R(i+1) = F(i+1) - S(i+1)$ 、 $R(i+2) = F(i+2) - S(i+2)$ 、 $R(j) = F(j) - S(j)$ 、 $R(k) = F(k) - S(k)$ といった計算式を用いても同様に受信品質を求めることができる。これは、後述する実施の形態にも当てはまる。ただし、このような計算式を用いた場合には、実施の形態で説明したものに対して大小関係は逆となる。つまり、 $R(i)$ が大きい方が受信品質は良いことになる。

また上述した実施の形態では、変調信号Aで同一データを2回送信するフレーム構成及び3回送信するフレーム構成を提案したが、これに限らず、変調信号Aで同一データを $n$  ( $n \geq 4$ )回送信するフレーム構成においても同様に実施することができる。ここで $n$ の数を多くするほど、変調信号Aで送信可能な見かけ上のデータ伝送速度は低下するが、変調信号A、Bを復調したときの誤り率特性は向上するので、電波伝搬環境が悪いほど $n$ を多く設定すれば、実質的なデータ伝送速度を上げることもできるようになる。

また上述した実施の形態では、スペクトル拡散方式を用いたときを例に説明したが、これに限らず、スペクトル拡散を行わないシングルキャリア方式においても同様に実施することができる。このとき、送信装置は拡散部を省略した構成とし、受信装置は逆拡散部を省略した構成とすればよい。また、OFDM方式を例とするマルチキャリア方式においても各キャリアにおいて本実施の符号化を施すことができる。例えば、OFDM方式を用いた場合、送信装置はOFDM方式を用いた変調信号を生成するために逆フーリエ変換部を加えた

構成とし、受信装置はフーリエ変換部を加えた構成とすればよい。これは、後述する実施の形態にも当てはまる。

また上述した実施の形態では、変調信号Aと変調信号Bの符号化を時間軸方向に対して行った。つまり、上述した実施の形態の例では、変調信号Aにおいて、異なる時間に同一のデータの変調信号を送信している。しかし、本実施の形態の符号化（変調信号の送信フレームへの配置）は、特に、OFDM方式を例とするマルチキャリア方式を用いた場合、周波数軸方向に行うことができる。つまり、変調信号Aを、異なるキャリアに複数同一データのシンボルを配置したものとすればよい。

また上述した実施の形態では、変調信号Aの受信品質（誤り率特性）を向上させることで、変調信号Bの受信品質（誤り率特性）も向上させるようになっている。上述した実施の形態に加えて、変調信号Aに対して、ブロック符号、ビタビ符号やターボ符号などの畳み込み符号、LDPC（Low-Density Parity-Check）符号などの符号化を施すようすれば、受信信号Aの受信品質をさらに向上させることができるので、変調信号Bの受信品質もさらに向上させることができる。これは、後述する実施の形態にも当てはまる。

ただし、ブロック符号、ビタビ符号やターボ符号などの畳み込み符号、LDPC符号などの誤り訂正符号は、変調信号Aのみに施す場合に限らず、変調信号A、Bの両方に施すようにしてもよい。この場合、変調信号Aを復号後、変調信号Bを復号することになる。

さらに上述した実施の形態では、2本のアンテナから2つの変調信号を送信する構成を例に説明したが、本発明はこれに限らず、アンテナn本からn個の変調信号を送信するフレーム構成において、n個の変調信号のうちの少なくとも1つの変調信号を、同一のデータを複数回、異なる周波数、あるいは、異なる時間を用いて送信するようすればよい。これは、後述する実施の形態にも当てはまる。

## （2）実施の形態2

実施の形態 1 では、2 つのアンテナを用いてそれぞれ異なる 2 つの変調信号を送信するにあたって、一方の変調信号についてのみ同一のデータを複数回送信することを提案した。これに対して、本実施の形態では、3 つのアンテナを用いてそれぞれ異なる 3 つの変調信号を送信するにあたって、3 つの変調信号 5 のうち 1 つ又は 2 つの変調信号について同一のデータを複数回送信することを提案すると共に、その具体的なフレーム構成及び装置構成について説明する。

図 2 A との対応部分に同一符号を付して示す図 1 5 に、本実施の形態における変調信号のフレーム構成の一例を示す。本実施の形態では、変調信号 A、変調信号 B と同時に、変調信号 C を送信する。変調信号 C は、電波伝搬環境推定 10 シンボル 1 4 0 1 を含む。1 4 0 2、1 4 0 3 はデータシンボルを示す。変調信号 C の時点 i のデータシンボル 1 4 0 2 (S 3 (i)) と時点 i + 1 のデータシンボル 1 4 0 3 (S 3 (i + 1)) は、変調信号 B と同様に、互いに異なるデータを同一のマッピング規則に従って信号点配置したものである。すなわち、変調信号 A のみ同一のデータを信号点配置の仕方を変えて複数回送信する 15 特殊な信号とし、変調信号 B、C を一般的な変調信号とする。

図 1 7 に、本実施の形態による送信アンテナ 1 6 0 1、1 6 0 2、1 6 0 3 と、受信アンテナ 1 6 0 4、1 6 0 5、1 6 0 6 と、これらの送受信アンテナ間の伝搬路との関係を示す。

図 4 との対応部分に同一符号を付して示す図 1 8 に、本実施の形態における 20 送信装置の構成例を示す。送信装置 1 7 0 0 において、変調部 1 7 0 2 は、送信ディジタル信号 1 7 0 1、フレーム構成信号 3 2 4 を入力とし、送信直交ベースバンド信号 1 7 0 3 を出力する。拡散部 1 7 0 4 は、送信直交ベースバンド信号 1 7 0 3 を拡散し、拡散後の送信直交ベースバンド信号 1 7 0 5 を出力する。

25 無線部 1 7 0 6 は、拡散後の送信直交ベースバンド信号 1 7 0 5 をベースバンド周波数から無線周波数に変換し、変換後の変調信号 1 7 0 7 を出力する。電力増幅器 1 7 0 8 は、変調信号 1 7 0 7 の電力を増幅し、増幅後の変調信号

1709を出力する。変調信号1709は、アンテナ1603から電波として出力される。

図6との対応部分に同一符号を付して示す図19に、本実施の形態における受信装置の構成例を示す。受信装置1800において、無線部1803は、アンテナ1606で受信した受信信号1802を入力とし、受信直交ベースバンド信号1804を出力する。逆拡散部1805は、受信直交ベースバンド信号1804を入力とし、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号1806を出力する。

変調信号A伝送路推定部1807は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号1806を入力とし、変調信号Aの伝送路推定信号1808を出力する。変調信号B伝送路推定部1809は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号1806を入力とし、変調信号Bの伝送路推定信号1810を出力する。

変調信号C伝送路推定部1811は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号1806を入力とし、変調信号Cの伝送路推定信号1812を出力する。変調信号C伝送路推定部1813は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号506を入力とし、変調信号Cの伝送路推定信号1814を出力する。変調信号C伝送路推定部1815は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号516を入力とし、変調信号Cの伝送路推定信号1816を出力する。

フレーム同期部521は逆各拡散後の受信直交ベースバンド信号506、516、1806を入力とし、フレーム構成信号522を出力する。

復調部1820は、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号506、516、1806、変調信号Aの伝送路推定信号508、518、1808、変調信号Bの伝送路推定信号510、520、1810、変調信号Cの伝送路推定信号1812、1814、1816、フレーム構成信号522を入力とし、変調信号A、変調信号B、変調信号Cの復調を行うことにより、変調信号Aの受信ディジタル信号524、変調信号Bの受信ディジタル信号525、変調信号Cの受信ディジタル信号1817を得、これを出力する。

図20に、復調部1820の詳細構成を示す。変調信号A、B、C復調部1913は、変調信号Aの伝送路推定信号508、518、1808、変調信号Bの伝送路推定信号510、520、1810、変調信号Cの伝送路推定信号1814、1816、1812、逆拡散後の受信直交ベースバンド信号506、516、1806、フレーム構成信号522を入力とし、変調信号Aの受信デジタル信号524、変調信号Bの受信デジタル信号525-1、変調信号Cの受信デジタル信号1817-1、第1の軟判定値信号1917、第2の軟判定値信号1918を出力する。

変調信号B、C復調部1919は、第1の軟判定値信号1917、第2の軟判定値信号1918、フレーム構成信号522を入力とし、変調信号Bの受信デジタル信号525-2、変調信号Cの受信デジタル信号1817-2を出力する。

次に本実施の形態の動作について説明する。

上述したように本実施の形態の送信装置1700は、3つの変調信号A、B、Cをそれぞれアンテナから送信するにあたって、変調信号Aについてのみ、マッピングパターンを変えて（信号点配置の仕方を変えて）同一のデータを複数回送信する。これにより、時空間ブロック符号を用いる場合と比較すると、時空間ブロック符号では複数のアンテナで繰り返し同一情報を送信するのに対して、送信装置1700は3つのアンテナのうち1つのアンテナからのみデータを繰り返し送信しているので、時空間ブロック符号を用いた場合よりもデータ伝送速度を高く保つことができる。

また受信装置1800では、このような信号を受信することで、変調信号A、B、Cの全てを誤り率特性良く復調することができる。すなわち、このような信号の受信時には、受信した変調信号の信号点配置が時間iと時間i+1とで変わるため、時間iにおける変調信号A、変調信号B及び変調信号Cの復調の精度と、時間i+1における変調信号A、変調信号B及び変調信号Cの復調の精度が異なるようになる。そして、復調の精度の良い時間で変調信号Aを復調

し、その結果を利用して変調信号B及び変調信号Cの復調を行うことで、変調信号B及び変調信号Cの復調の精度を向上させることができる。

受信装置1800の動作について詳しく説明する。

先ず、受信装置1800は、電波伝搬環境推定シンボルを用いて、各送受信アンテナ間でのチャネル変動を推定する。ここで図17の送受信アンテナの関係があるとき、送信アンテナiから受信アンテナjへのチャネル変動をh<sub>j i</sub>とあらわすと、受信アンテナjの受信信号をR<sub>j</sub>とすると、時間iにおける送受信信号の関係式は次式のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} R1(i) \\ R2(i) \\ R3(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(i) & h12(i) & h13(i) \\ h21(i) & h22(i) & h23(i) \\ h31(i) & h32(i) & h33(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S1(i) \\ S2(i) \\ S3(i) \end{pmatrix} \quad \dots \dots (8)$$

同様に、時間i+1において、次式のような関係が成立する。

$$\begin{pmatrix} R1(i+1) \\ R2(i+1) \\ R3(i+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(i+1) & h12(i+1) & h13(i+1) \\ h21(i+1) & h22(i+1) & h23(i+1) \\ h31(i+1) & h32(i+1) & h33(i+1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S1(i)' \\ S2(i+1) \\ S3(i+1) \end{pmatrix} \quad \dots \dots (9)$$

(8)式の関係から、S<sub>1</sub>(i)、S<sub>2</sub>(i)、S<sub>3</sub>(i)を得ることができると共に(9)式の関係からS<sub>1</sub>(i)'、S<sub>2</sub>(i+1)、S<sub>3</sub>(i+1)を得ることができる。

実施の形態1と同様に、h<sub>11</sub>(i) ≈ h<sub>11</sub>(i+1)、h<sub>12</sub>(i) ≈ h<sub>12</sub>(i+1)、h<sub>13</sub>(i) ≈ h<sub>13</sub>(i+1)、h<sub>21</sub>(i) ≈ h<sub>21</sub>(i+1)、h<sub>22</sub>(i) ≈ h<sub>22</sub>(i+1)、h<sub>23</sub>(i) ≈ h<sub>23</sub>(i+1)、h<sub>31</sub>(i) ≈ h<sub>31</sub>(i+1)、h<sub>32</sub>(i) ≈ h<sub>32</sub>(i+1)、h<sub>33</sub>(i) ≈ h<sub>33</sub>(i+1)が成立する。

このとき、(8)式と(9)式の行列は、ほぼ等しい行列であるが、(S<sub>1</sub>(i)、S<sub>2</sub>(i)、S<sub>3</sub>(i))のベクトルと(S<sub>1</sub>(i)', S<sub>2</sub>(i+1), S<sub>3</sub>(i+1))のベクトルが異なるため、得られるデータの確からしさが異なることになる。

本実施の形態の送信装置 1700 及び受信装置 1800 では、この特性を利  
用し、受信データの品質を向上させるようになされている。

受信装置 1800 の具体的な復調（復号）手順は、以下の通りである。

<1> 時間 i の検波を行い、(S1(i), S2(i), S3(i))を得る。

5 <2> 時間 i + 1 の検波を行い、(S1(i)', S2(i+1), S3(i+1))を得る。

<3> 時間 i 及び時間 i + 1 の受信品質を比較する。

時間 i の受信品質の方が良い場合、時間 i の検波で得た (S1(i), S2(i), S3(i)) のデータをそのまま使う。そして、時間 i の検波で得た  
10 S1(i) から時間 i + 1 の S1(i)' を推定し、その結果を利用して、S2(i+1), S3(i+1)を得る。

時間 i + 1 の受信品質の方が良い場合、時間 i + 1 の検波で得た (S1(i)', S2(i+1), S3(i+1)) のデータをそのまま使う。そして、時間 i  
+ 1 の検波で得た S1(i)' から時間 i の S1(i) を推定し、その結果を  
15 利用して、S2(i), S3(i)を得る。

受信装置 1800 においては、復調部 1820 でこのような復調処理を行う  
ことにより、変調信号 A の受信デジタル信号 524、変調信号 B の受信デイ  
ジタル信号 525、変調信号 C の受信デジタル信号 1817 を得る。

この実施の形態の例では、変調信号 A、変調信号 B、変調信号 C がともに Q  
20 P S K 変調された信号なので、同一時間に、変調信号 A で 2 ビット、変調信号  
B で 2 ビット、変調信号 C で 2 ビットの計 6 ビットが送信可能である。つまり、  
0 0 0 0 0 0, 0 0 0 0 0 1, . . . . ., 1 1 1 1 1 1 が送信可能である。た  
だし、上位 2 ビットは変調信号 A で送信された 2 ビット、中位 2 ビットは変調  
信号 B、下位 2 ビットは変調信号 C で送信された 2 ビットとする。

25 先ず、復調部 1820 の全体的な動作を説明する。

復調部 1820 は、先ず図 15 の時間 i において、変調信号 A の伝送路推定  
信号 508、変調信号 B の伝送路推定信号 510、変調信号 C の伝送路推定信

号 1814 を用いて、000000, 000001, …, 111111 の  
64 個の信号点の I-Q 平面における信号点（候補信号点）を求める。また復  
調部 1820 は、逆拡散部 505 から逆拡散後の受信直交ベースバンド信号 5  
06 を入力し、この受信直交ベースバンド信号 506 から I-Q 平面における  
5 受信状態（受信信号点）を求める。

次に、復調部 1820 は、64 個すべての信号点に関して、I-Q 平面における受信信号点との例えれば距離の 2 乗値を計算する。すなわち、送信ビット 0  
000000 の信号点と受信信号点との距離の 2 乗値  $X_{000000}$  (i) を求  
め、同様に送信ビット 000001, …, 111111 の信号点と受信  
10 信号点との距離の 2 乗値  $X_{000001}$  (i)、…、 $X_{111111}$  (i)  
を求める。

同様に、復調部 1820 は、図 15 の時間 iにおいて、変調信号 A の伝送路  
推定信号 518、変調信号 B の伝送路推定信号 520、変調信号 C の伝送路推  
定信号 1816 を用いて、000000, 000001, …, 11111  
1 の 64 個の信号点の I-Q 平面における信号点（候補信号点）を求める。また復調部 1820 は、逆拡散部 515 から逆拡散後の受信直交ベースバンド信号 516 を入力し、この受信直交ベースバンド信号 516 から I-Q 平面における受信状態（受信信号点）を求める。

次に、復調部 1820 は、64 個すべての信号点に関して、I-Q 平面における受信信号点との例えれば距離の 2 乗値を計算する。すなわち、送信ビット 0  
000000 の信号点と受信信号点との距離の 2 乗値  $Y_{000000}$  (i) を求  
め、同様に送信ビット 000001, …, 111111 の信号点と受信  
信号点との距離の 2 乗値  $Y_{000001}$  (i)、…、 $Y_{111111}$  (i)  
を求める。

25 同様に、復調部 1820 は、図 15 の時間 iにおいて、変調信号 A の伝送路  
推定信号 1808、変調信号 B の伝送路推定信号 1810、変調信号 C の伝送  
路推定信号 1812 を用いて、000000, 000001, …, 111

111の64個の信号点のI-Q平面における信号点(候補信号点)を求める。

また復調部1820は、逆拡散部1805から逆拡散後の受信直交ベースバンド信号1806を入力し、この受信直交ベースバンド信号1806からI-Q平面における受信状態(受信信号点)を求める。

5 次に、復調部1820は、64個すべての信号点に関して、I-Q平面における受信信号点との例えば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット000000の信号点と受信信号点との距離の2乗値 $Z_{000000}(i)$ を求める、同様に送信ビット000001、…、111111の信号点と受信信号点との距離の2乗値 $Z_{000001}(i)$ 、…、 $Z_{111111}(i)$ を求める。

10 次に、復調部1820は、 $X_{000000}(i)$ と $Y_{000000}(i)$ と $Z_{(000000)}$ の和 $K_{000000}(i) = X_{000000}(i) + Y_{000000}(i) + Z_{(000000)}$ を求める。同様にして $K_{000001}(i)$ 、…、 $K_{111111}(i)$ を求める。復調部1820は、同様に、15 時間 $i+1$ についても $K_{000000}(i+1)$ 、 $K_{000001}(i+1)$ 、…、 $K_{111111}(i+1)$ を求める。

次に、復調部1820は、時間 $i$ と時間 $i+1$ との受信データの確からしさの比較を行う。

20 例えば、 $K_{000000}(i)$ 、 $K_{000001}(i)$ 、…、 $K_{111111}(i)$ の中から、最も小さい値を探索する。その値を $F(i)$ とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値を $S(i)$ とする。

同様に、 $K_{000000}(i+1)$ 、 $K_{000001}(i+1)$ 、…、 $K_{111111}(i+1)$ の中から、最も小さい値を探索する。その値を $F(i+1)$ とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値を $S(i+1)$ とする。

25 そして、例えば、 $R(i) = F(i) / S(i)$ 、および、 $R(i+1) = F(i+1) / S(i+1)$ を求める。

復調部 1820 は、 $R(i+1) > R(i)$  のとき、時間  $i$  の方が受信品質が良いと判断し、 $F(i)$  を与える 6 ビットを正しいデータと判断する。そして、変調信号 A で送信された 2 ビットとしては、時間  $i$  で得た 2 ビットを時間  $i$  及び時間  $i+1$  での受信データとする。また変調信号 B、C については、それぞれ、時間  $i$  で送信された 2 ビットとしては時間  $i$  で得た 2 ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間  $i+1$  で送信された 2 ビットは時間  $i+1$  での変調信号 A で送信された 2 ビットが既に判定されているのを利用して判定する。

例えば、変調信号 A で送信された 2 ビットが 00 であるならば、K0000  
10 00(i+1)、K000001(i+1)、K000010(i+1)、K000011(i+1)、K000100  
00(i+1)、K000101(i+1)、K000110(i+1)、K000111(i+1)、K00100  
0(i+1)、K001001(i+1)、K001010(i+1)、K0  
01011(i+1)、K001100(i+1)、K001101(i+1)、  
15 K001110(i+1)、K001111(i+1) の 16 点の中から最も値が小さくなるものを探索することで、時間  $i+1$  に変調信号 B で送信された 2 ビット及び変調信号 C で送信された 2 ビットを判定する。

変調信号 A で送信された 2 ビットが 01、10、11 のときも同様にして、時間  $i+1$  に変調信号 B で送信された 2 ビット及び変調信号 C で送信された 20 2 ビットを判定する。

復調部 1820 は、 $R(i) > R(i+1)$  のとき、時間  $i+1$  の方が受信品質が良いと判断し、 $F(i+1)$  を与える 6 ビットを正しいデータと判断する。そして、変調信号 A で送信された 2 ビットとしては、時間  $i+1$  で得た 2 ビットを時間  $i$  及び時間  $i+1$  での受信データとする。また変調信号 B、C については、それぞれ、時間  $i+1$  で送信された 2 ビットとしては時間  $i+1$  で得た 2 ビットをそのまま受信データとするのに対して、時間  $i$  で送信された 2 ビットは時間  $i$  での変調信号 A で送信された 2 ビットが既に判定されている

のを利用して判定する。

例えば、変調信号Aで送信された2ビットが00であるならば、K0000  
00 (i)、K000001 (i)、K000010 (i)、K000011  
(i)、K000100 (i)、K000101 (i)、K000110 (i)、  
5 K000111 (i)、K001000 (i)、K001001 (i)、K0  
01010 (i)、K001011 (i)、K001100 (i)、K001  
101 (i)、K001110 (i)、K001111 (i)の16点の中か  
ら最も値の小さくなるものを探索することで、時間iに変調信号Bで送信され  
た2ビット及び変調信号Cで送信された2ビットを判定する。

10 変調信号Aで送信された2ビットが01、10、11のときも同様にして、  
時間iに変調信号Bで送信された2ビット及び変調信号Cで送信された2ビ  
ットを判定する。

次に、復調部1820を、図20のように構成した場合の動作について説明  
する。

15 変調信号A、B、C復調部1913は、上記のように、時間i及び時間i+  
1において変調信号Aで送信されたデータのうち、受信品質の良い方の時間の  
信号から復調したものを変調信号Aの受信デジタル信号524として出力  
する。また時間i、時間i+1いずれかの変調信号Bの受信デジタル信号5  
25-1、変調信号Cの受信デジタル信号1817-1を出力する。さらに  
20 第1の軟判定値信号1917としてK000000 (i)、…、K111  
111 (i)を出力すると共に、第2の軟判定値信号1918としてK000  
000 (i+1)、…、K111111 (i+1)を出力する。

変調信号B、C復調部1919は、第1の軟判定値信号1917であるK0  
00000 (i)、…、K111111 (i)と第2の軟判定値信号19  
25 18であるK000000 (i+1)、…、K111111 (i+1)を  
入力とし、上記のように、時間iと時間i+1の受信品質を基に、変調信号B、  
変調信号Cの復調を行うことにより、受信デジタル信号525-1を得た変

調信号Bとは異なる時間の変調信号Bの受信ディジタル信号525-2を得ると共に受信ディジタル信号1817-1を得た変調信号Cとは異なる時間の変調信号Cの受信ディジタル信号1817-2を得る。

かくして本実施の形態によれば、それぞれ異なるアンテナから送信する変調信号A、B、Cのうち、変調信号Aは同一のデータを信号点配置の仕方を変えて複数回変調して形成すると共に、変調信号B、Cは同一のデータを信号点配置の仕方を変えて複数回変調することなく時系列のデータを順次変調して形成する（すなわち通常の変調を施して形成する）ようにしたことにより、時空間ブロック符号を用いた場合よりもデータ伝送速度を高く保つつ、複数回送信されたデータ系列の誤り率特性を向上させることができるので結果として3系統全ての誤り率特性を向上させることができるようになる。

実際には受信側では、受信品質の良い時間の受信信号を基に得た変調信号Aの復調結果を変調信号Aの受信ディジタル信号とすると共に、既に判定した受信品質の良い時間の変調信号Aの受信ディジタル信号を利用して受信品質の悪い時間の受信信号から当該受信品質の悪い時間に受信された変調信号B、Cの受信ディジタル信号を得るようにしたことにより、受信品質の悪い時間に受信された変調信号B、Cの誤り率特性も向上させることができる。

#### （2-1）変形例1

なお本実施の形態では、送信装置1700によって送信するフレーム構成を、図15のようにした場合について説明したが、送信するフレーム構成を、図16に示すようにしてもよい。図16のフレーム構成が図15のフレーム構成と異なる点は、変調信号Aにおいて同一データを変調した信号S1(i)を送信する時間の差を、図15の場合には小さくしたのに対して、図16では非常に大きくしている点である。

これにより、時間iと時間jとでは、電波伝搬環境が全く異なるようになる。これを考慮して、図16の場合には時間jで送信する変調信号Aの信号点配置を、時間iで送信する変調信号Aの信号点配置と同じにしている。これは、敢

えて変調信号Aの信号点配置を変えなくても、時間iと時間jの受信品質は、電波伝搬環境の違いにより、ある程度異なるものになるとえたためである。

この結果、受信品質の良い時間の受信信号を基に得た変調信号Aの復調結果を変調信号Aの受信ディジタル信号とともに、既に判定した受信品質の良い時間の変調信号Aの受信ディジタル信号を利用して受信品質の悪い時間の受信信号から当該受信品質の悪い時間に受信された変調信号B、Cの受信ディジタル信号を得るようすれば、図15のフレーム構成の信号を送信した場合と同様に、受信品質の悪い時間に受信された変調信号B、Cの誤り率特性も向上させることができる。

10 具体的に説明する。時間iにおいて、上記(8)式が成立する。同様に、時間jにおいて、次式の関係が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} R1(j) \\ R2(j) \\ R3(j) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11(j) & h12(j) & h13(j) \\ h21(j) & h22(j) & h23(j) \\ h31(j) & h32(j) & h33(j) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S1(i) \\ S2(j) \\ S3(j) \end{pmatrix} \quad \dots \dots (10)$$

(10)式における $h_{11}(j)$ 、 $h_{12}(j)$ 、 $h_{13}(j)$ 、 $h_{21}(j)$ 、 $h_{22}(j)$ 、 $h_{23}(j)$ 、 $h_{31}(j)$ 、 $h_{32}(j)$ 、 $h_{33}(j)$ は、  
15 受信装置1800において、例えば図16の電波伝搬環境推定シンボル801、802、1503を用いて推定する。ここで、時間iとjでは、電波伝搬環境が異なるので、 $h_{11}(i) \neq h_{11}(j)$ 、 $h_{12}(i) \neq h_{12}(j)$ 、 $h_{13}(i) \neq h_{13}(j)$ 、 $h_{21}(i) \neq h_{21}(j)$ 、 $h_{22}(i) \neq h_{22}(j)$ 、 $h_{23}(i) \neq h_{23}(j)$ 、 $h_{31}(i) \neq h_{31}(j)$ 、  
20  $h_{32}(i) \neq h_{32}(j)$ 、 $h_{33}(i) \neq h_{33}(j)$ が成立する。従って、時間iとjでの受信品質は全く異なることになる。

以上を考慮し、時間iと時間jのI-Q平面における信号点配置について説明する。

変調信号AのI-Q平面における信号点配置の一例が、図3A～図3Cである。図16に示すフレーム構成を採った場合、時間iとjの信号点配置は、共

に図3Aでもよいし、時間iでは図3A、時間jでは図3Bのように異なっていてもよい。これは、図15のフレーム構成のときとは異なり、時間iとjとでは電波伝搬環境が異なるため、時間iとjで、敢えて信号点配置を変えなくても、時間iと時間jとで受信品質が異なるようになるためである。

5 以下では、復号化の手順について詳しく説明するが、図15のフレーム構成の動作と同様に考えることができる。つまり、時間i+1の動作を時間jに置き換えて考えればよい。

<1>時間iの検波を行い、(S1(i), S2(i), S3(i))を得る。

<2>時間jの検波を行い、(S1(i), S2(j), S3(j))を得る。

10 <3>時間i及び時間jの受信品質を比較する。

時間iの受信品質の方が良い場合、時間iの検波で得た(S1(i), S2(i), S3(i))のデータをそのまま使う。そして、時間iの検波で得たS1(i)から時間jのS1(i)を推定し、その結果を利用して、S2(j)、S3(j)を得る。

15 時間jの受信品質の方が良い場合、時間jの検波で得た(S1(i), S2(j), S3(j))のデータをそのまま使う。そして、時間jの検波で得たS1(i)から時間iのS1(i)を推定し、その結果を利用して、S2(i), S3(i)を得る。

受信装置1800においては、復調部1820でこのような処理を行うことにより、変調信号Aの受信ディジタル信号524、変調信号Bの受信ディジタル信号525、変調信号Cの受信ディジタル信号1817を得る。

なお図16のフレーム構成の送信信号を受信した際の復調部1820での詳細な動作は、図15のフレーム構成について上述した時間i+1の動作を時間jに置き換えて考えればよいだけなので、省略する。ただし、上述した時間i+1と時間jでの処理においては、時間i+1では図15の電波伝搬環境推定シンボル101、104、1401を用いて得た信号点(候補信号点)に基づいて時間i+1でのデータの確からしさを判定したのに対して、時間jでは

図16の電波伝搬環境推定シンボル801、803、1503を用いて得た信号点（候補信号点）に基づいて時間jでのデータの確からしさを判定する点が異なる。

(2-2) 変形例2

5 ここでは、送信装置1700によって送信するフレーム構成を、図15に換えて図21に示すようにする例を挙げる。図21のフレーム構成が図15のフレーム構成と異なる点は、変調信号Aにおいて同一データを変調した信号S1(i)とS1(i')を送信する時間の差を、図15の場合には「1」としたのに対して、図21ではnとした点である。

10 ここで、 $h_{11}(i) \neq h_{11}(i+n)$ 、 $h_{12}(i) \neq h_{12}(i+n)$ 、 $h_{21}(i) \neq h_{21}(i+n)$ 、 $h_{22}(i) \neq h_{22}(i+n)$ の関係が成立するようなnであれば、図15のフレーム構成の信号を送信した場合と同様の効果を得ることができる。つまり、時間*i*+1の動作を時間*i*+nの動作として考えれば同様に実施することができる。

15 (2-3) 変形例3

ここでは、送信装置1700によって送信するフレーム構成を、図15に換えて図22に示すようにすることを提案する。図22のフレーム構成を説明する。変調信号Aでは、時間*i*、*i*+1、*i*+2、*i*+3において同一の情報を送信する。そして、S1(i)の信号点配置は例えば図3Aのようにし、S1(i')の信号点配置は図3Bのようにし、S1(i'')の信号点配置は図3Cのようにし、S1(i''')の信号点配置は図3A、図3B、図3Cとは異なる配置とする。このように、変調信号Aにおいて、時間*i*、*i*+1、*i*+2、*i*+3において、同一情報を異なる信号点配置で送信する。ただし、必ずしも異なる信号点配置とする必要はない。しかし、異なる信号点配置で送信すると、25 時間*i*、*i*+1、*i*+2、*i*+3の受信品質が異なるようになる可能性が高くなるという効果がある。

変調信号Bでは、時間*i*、*i*+1で同一の情報を送信すると共に、時間*i*+

2、 $i + 3$ で同一の情報を送信する。例えば、時間 $i$ では $S_2(i)$ を、図3Aの信号点配置で送信する。時間 $i + 1$ では $S_2(i)'$ を、図3Bの信号点配置で送信する。時間 $i + 2$ では $S_2(i + 2)$ を、図3Aの信号点配置で送信する。時間 $i + 3$ では $S_2(i + 2)'$ を、図3Bの信号点配置で送信する。

5 变调信号Cでは、時間 $i$ 、 $i + 1$ 、 $i + 2$ 、 $i + 3$ において、異なる情報を送信する。变调信号Cの信号点配置は、例えば図3Aのようとする。

以上のように、变调信号Aでは4回同一情報を送信し、变调信号Bでは2回同一の情報を送信する。このように、变调信号Aと变调信号Bで同一の情報を送信する回数を変えることで、变调信号Aを復調し、次に、变调信号Bを復調し、次に、变调信号Cを復調するというような復調操作が可能となる。これにより、実施の形態の場合よりも一段と受信品質を向上させることができると共に、データの伝送速度を向上させることができるようになる。

図22に示すフレーム構成の信号は、例えば図23に示す構成の送信装置2200によって形成することができる。図18との対応部分に同一符号を付して示す図23において、送信装置2200が、図18の送信装置1700と異なる点は、符号化部2201を有する点である。

符号化部2201は、变调信号Bの送信デジタル信号313、フレーム構成信号324を入力とし、図22のフレーム構成にしたがって送信デジタル信号313を符号化することで符号化された变调方式Bの送信デジタル信号2202を得、これを出力する。

送信装置2200から送信された、図22のフレーム構成の送信信号は、図19に示す受信装置1800によって受信される。そして、図22のフレーム構成の送信信号を復調する場合には、復調部1820を、例えば図24に示すように構成すればよい。

25 図24の復調部1820について説明する。

变调信号A復调部2301は、变调信号Aの伝送路推定信号508、518、1808、变调信号Bの伝送路推定信号510、520、1810、变调信号

Cの伝送路推定信号 1814、1816、1812、逆拡散後の受信直交ベ一  
スバンド信号 506、516、1806、フレーム構成信号 522 を入力とし、  
変調信号 A の受信ディジタル信号 524、第 1 の軟判定値信号 2303、第 2  
の軟判定値信号 2304、第 3 の軟判定値信号 2305、第 4 の軟判定値信号  
5 2306 を出力する。

変調信号 B 復調部 2307 は、第 1 の軟判定値信号 2303、第 2 の軟判定  
値信号 2304、第 3 の軟判定値信号 2305、第 4 の軟判定値信号 2306、  
変調信号 A の受信ディジタル信号 524、フレーム構成信号 522 を入力とし、  
変調信号 B の受信ディジタル信号 525、第 1 の軟判定値信号 2309、第 2  
10 の軟判定値信号 2310、第 3 の軟判定値信号 2311、第 4 の軟判定値信号  
2312 を出力する。

変調信号 C 復調部 2313 は、第 1 の軟判定値信号 2309、第 2 の軟判定  
値信号 2310、第 3 の軟判定値信号 2311、第 4 の軟判定値信号 2312、  
変調信号 A の受信ディジタル信号 524、変調信号 B の受信ディジタル信号 5  
15 25、フレーム構成信号 522 を入力とし、変調信号 C の受信ディジタル信号  
1817 を出力する。

次に、図 22 のフレーム構成の送信信号を受信したときの、復調部 1820  
の動作について説明する。変調信号 A 復調部 2301 は、図 22 のフレーム構  
成における時間 i、i+1、i+2、i+3 における変調信号を用いて、変調  
20 信号 A の復調することで変調信号 A の受信ディジタル 524 を、また時間 i の  
軟判定値信号を第 1 の軟判定値信号 2303 として、時間 i+1 の軟判定値信  
号を第 2 の軟判定値信号 2304 として、時間 i+2 の軟判定値信号を第 3 の  
軟判定値信号 2305 として、時間 i+3 の軟判定値信号を第 4 の軟判定値信  
号 2306 として出力する。

25 次に、変調信号 B 復調部 2307 は、第 1 の軟判定値信号 2303、第 2 の  
軟判定値信号 2304、第 3 の軟判定値信号 2305、第 4 の軟判定値信号 2  
306、変調信号 A の受信ディジタル信号 524 を入力とし、変調信号 A の受

信デジタル信号 524 の結果を利用し、かつ第 1 の軟判定値信号 2303、第 2 の軟判定値信号 2304 を用いて、図 22 の変調信号 B の時間  $i$ 、 $i+1$  で送信された情報  $S_2(i)$ 、 $S_2(i)'$  を復調する。また、変調信号 A の受信デジタル信号 524 の結果を利用し、かつ第 3 の軟判定値信号 2305、  
5 第 4 の軟判定値信号 2306 を用いて、図 22 の変調信号 B の時間  $i+2$ 、 $i+3$  で送信された情報  $S_2(i+2)$ 、 $S_2(i+2)'$  を復調する。そして、これらの復調結果を変調信号 B の受信デジタル信号 525 として出力する。

変調信号 C 復調部 2313 は、第 1 の軟判定値信号 2309、第 2 の軟判定値信号 2310、第 3 の軟判定値信号 2311、第 4 の軟判定値信号 2312、  
10 変調信号 A の受信デジタル信号 524、変調信号 B の受信デジタル信号 525 を入力とし、変調信号 A の受信デジタル信号 524、変調信号 B の受信デジタル信号 525 を利用し、かつ第 1 の軟判定値信号 2309 を用いて、時間  $i$  で送信された変調信号 C の情報  $S_3(i)$  を復調する。同様に、変調信号 A の受信デジタル信号 524、変調信号 B の受信デジタル信号 525 を  
15 利用し、かつ第 2 の軟判定値信号 2310 を用いて、時間  $i+1$  の変調信号 C で送信された情報  $S_3(i+1)$  を復調する。同様に、変調信号 A の受信デジタル信号 524、変調信号 B の受信デジタル信号 525 を利用し、かつ第 3 の軟判定値信号 2311 を用いて、時間  $i+2$  の変調信号 C で送信された情報  $S_3(i+2)$  を復調する。同様に、変調信号 A の受信デジタル信号 524、  
20 変調信号 B の受信デジタル信号 525 を利用し、かつ第 4 の軟判定値信号 2312 を用いて、時間  $i+3$  の変調信号 C で送信された情報  $S_3(i+3)$  を復調する。

かくして、変調信号 A および変調信号 B において同一データの変調信号を複数回送信し、変調信号 A の同一データの送信回数を変調信号 B の同一データの送信回数より多くするようにしたことにより、受信側において、先ず変調信号 A の復調を行い、次に変調信号 A の復調結果に基づいて変調信号 B の復調を行い、次に変調信号 A 及び変調信号 B の復調結果に基づいて変調信号 C の復調を

行うことで、変調信号A、B、C全てにおいて誤り率特性の良い復調データを得ることができる。また時空間ブロック符号を用いた場合よりもデータ伝送速度を高く保ちつつ、誤り率特性を向上させることができる。

(2-4) 変形例4

5 ここでは、送信装置1700によって送信するフレーム構成を、図25に示すようにすることを提案する。なお図25では、図22と対応する部分には図22と同一符号を付して示した。図25のフレーム構成が図22のフレーム構成と異なる点は、図22のフレーム構成では同一データの変調シンボルを時間1の間隔で送信するのに対して、図25のフレーム構成では同一データの変調10 シンボルを時間nの間隔で送信する点である。

ここで  $h_{11}(i) \doteq h_{11}(i+n) \doteq h_{11}(i+2n) \doteq h_{11}(i+3n)$  、  $h_{12}(i) \doteq h_{12}(i+n) \doteq h_{12}(i+2n) \doteq h_{12}(i+3n)$  、  $h_{13}(i) \doteq h_{13}(i+n) \doteq h_{13}(i+2n) \doteq h_{13}(i+3n)$  、  $h_{21}(i) \doteq h_{21}(i+n) \doteq h_{21}(i+2n) \doteq h_{21}(i+3n)$  、  $h_{22}(i) \doteq h_{22}(i+n) \doteq h_{22}(i+2n) \doteq h_{22}(i+3n)$  、  $h_{23}(i) \doteq h_{23}(i+n) \doteq h_{23}(i+2n) \doteq h_{23}(i+3n)$  、  $h_{31}(i) \doteq h_{31}(i+n) \doteq h_{31}(i+2n) \doteq h_{31}(i+3n)$  、  $h_{32}(i) \doteq h_{32}(i+n) \doteq h_{32}(i+2n) \doteq h_{32}(i+3n)$  、  $h_{33}(i) \doteq h_{33}(i+n) \doteq h_{33}(i+2n) \doteq h_{33}(i+3n)$  の関係が成立するようなnであれば、図22のフレーム構成の信号を送信した場合と同様に実施できる。つまり、図22の時間i+1の動作を図25の時間i+nの動作、図22の時間i+2の動作を図25の時間i+2nの動作、図22の時間i+3の動作を図25の時間i+3nの動作として考えれば、図22のフレーム構成の説明と同様に実施することができる。

25 (2-5) 変形例5

ここでは、送信装置1700によって送信するフレーム構成を、図26に示すようにすることを提案する。なお図26では、図22と対応する部分には図

22と同一符号を付して示した。図25のフレーム構成が図22のフレーム構成と異なる点は、図22のフレーム構成では同一データの変調シンボルを時間1の間隔で送信するのに対して、図25のフレーム構成では同一データの変調シンボルを時間i、j、k、mで送信する点である。

5 ここで  $h_{11}(i) \neq h_{11}(j) \neq h_{11}(k) \neq h_{11}(m)$  、  $h_{12}(i) \neq h_{12}(j) \neq h_{12}(k) \neq h_{12}(m)$  、  $h_{13}(i) \neq h_{13}(j) \neq h_{13}(k) \neq h_{13}(m)$  、  $h_{21}(i) \neq h_{21}(j) \neq h_{21}(k) \neq h_{21}(m)$  、  $h_{22}(i) \neq h_{22}(j) \neq h_{22}(k) \neq h_{22}(m)$  、  $h_{23}(i) \neq h_{23}(j) \neq h_{23}(k) \neq h_{23}(m)$  、  $h_{31}(i) \neq h_{31}(j) \neq h_{31}(k) \neq h_{31}(m)$  、  $h_{32}(i) \neq h_{32}(j) \neq h_{32}(k) \neq h_{32}(m)$  、  $h_{33}(i) \neq h_{33}(j) \neq h_{33}(k) \neq h_{33}(m)$  の関係が成立する。

図22の時間i+1の動作を図26の時間jの動作、図22の時間i+2の動作を図26の時間kの動作、図22の時間i+3の動作を図26の時間mの動作と考えれば、図22のフレーム構成の説明と同様に実施することができる。ただし、図26のフレーム構成において、時間jの電波伝搬環境を推定するためのシンボルは、電波伝搬環境推定シンボル2101、2106、2111とは別に必要となる。同様に、時間kの電波伝搬環境を推定するためのシンボルは、電波伝搬環境推定シンボル2101、2106、2111とは別に必要となる。そして、時間mの電波伝搬環境を推定するためのシンボルは、電波伝搬環境推定シンボル2101、2106、2111とは別に必要となる。

#### (2-6) 変形例6

本実施の形態では、変調信号A、Bの変調方式をQPSKとして説明した。以下では、変調信号A、Bを形成するのに適した変調方式の設定方法について25言及する。

例えば、変調信号A、Bの変調方式を16QAMとした場合、I-Q平面における信号点の密度が高くなるため、位相回転を与えてもユークリッド距離に

大きな変化を与えることが困難であるため、受信品質の大きな改善を望むことはできない。

- この課題を解決する、つまり、位相回転を与える、ユークリッド距離に変化を与える方法として、変調信号Aの変調方式をBPSK、または、QPSKとし、  
5 5 変調信号Bの変調方式を8PSK、16QAM、64QAM、128QAM、  
256QAMとする方法が考えられる。このようにすると、受信した際、規則的に信号点が配置していることになるというメリットがある。そして、変調信号Aの送信パワーと変調信号Bの送信パワーを適した値に設定すると一段と  
好ましい。
- 10 例えれば、変調信号AがQPSK、変調信号Bが16QAMのとき、変調信号Aの送信パワー：変調信号Bの送信パワー=2：10と設定するとよい。  
また変調信号AがQPSK、変調信号Bが64QAMのとき、変調信号Aの送信パワー：変調信号Bの送信パワー=2：42と設定するとよい。  
また変調信号AがBPSK、変調信号Bが16QAMのとき、変調信号Aの送信パワー：変調信号Bの送信パワー=1：10と設定するとよい。  
また変調信号AがBPSK、変調信号Bが64QAMのとき、変調信号Aの送信パワー：変調信号Bの送信パワー=1：42と設定するとよい。

#### (2-7) 変形例7

- なお、送信装置の構成は、図18、図23の構成に限ったものではない。また受信装置の構成は図19の構成に限ったものではなく、復調部の構成も図20、図24の構成に限ったものではない。

また本実施の形態では、3種類の変調信号A、B、Cを送信するフレーム構成について説明したが、 $n$  ( $n \geq 4$ ) 個の異なる変調信号を送信する場合も同様に実施することができる。要は、 $n$ 種類の変調信号の中で、データを複数回送信する変調信号が存在していれば、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。

またフレーム構成は、図15、図16、図21、図22、図25、図26に

示したものに限らず、同一のデータを信号点配置の仕方を変えて複数回送信すれば、同様の効果を得ることができる。また本実施の形態においては、変調信号Aにおいて同一データを2回送信するフレーム構成、4回送信するフレーム構成について、変調信号Bでは同一データを2回送信するフレーム構成で説明したが、これに限らず、各変調信号A、Bで同一データをn（n≥4）回送信するフレーム構成においても同様に実施することができる。ここでnの数を多くするほど、変調信号A、Bで送信可能な見かけ上のデータ伝送速度は低下するが、変調信号A、B、Cを復調したときの誤り率特性は向上するので、電波伝搬環境が悪いほどnを多く設定すれば、実質的なデータ伝送速度を上げることもできるようになる。

また本実施の形態では、変調信号A、変調信号B及び変調信号Cの符号化を時間軸方向に対して行った。つまり、本実施の形態の例では、変調信号Aにおいて、異なる時間に同一のデータの変調信号を送信している。しかし、本実施の符号化は、特に、OFDM方式を例とするマルチキャリア方式を用いた場合、周波数軸方向に行うことができる。例えば、変調信号Aを、異なるキャリアに複数同一のデータのシンボルを配置したものとすればよい。

また本実施の形態では、変調信号Aの受信品質を向上させることで、変調信号B及び変調信号Cの受信品質も向上させるようになっている。また変調信号Bの受信品質を向上させることで、変調信号Cの受信品質も向上させるようになっている。本実施の形態に加えて、変調信号A、変調信号Bに対して、ブロック符号、ビタビ符号やターボ符号などの畳み込み符号、LDPC符号などの符号化を施すようすれば、受信信号A、Bの受信品質をさらに向上させることができるので、変調信号Cの受信品質もさらに向上させることができる。

ただし、ブロック符号、ビタビ符号やターボ符号などの畳み込み符号、LDPC符号などの誤り訂正符号は、変調信号AやBのみに施す場合に限らず、変調信号A、B、Cの全てに施すようにしてもよい。この場合、変調信号Aを復号後、変調信号B、Cを復号することになる。

## (3) 実施の形態3

本実施の形態では、実施の形態1、実施の形態2とOFDM方式とを組み合  
わせた場合について説明する。

図27に、本実施の形態における送信装置の構成例を示す。符号化部260  
5 2は、変調信号Aの送信ディジタル信号2601、フレーム構成信号2624  
を入力とし、符号化後の送信ディジタル信号2603を出力する。変調部26  
25は、符号化後の送信ディジタル信号2603、フレーム構成信号2624  
を入力とし、フレーム構成信号2624にしたがつた送信直交ベースバンド信  
号2626を出力する。シリアルパラレル変換部2604は、送信直交ベース  
10 バンド信号2626、フレーム構成信号2624を入力とし、パラレル信号2  
605を出力する。逆フーリエ変換部2606は、パラレル信号2605を入  
力とし、逆フーリエ変換後の信号2607を出力する。無線部2608は、逆  
フーリエ変換後の信号2607をベースバンド周波数から無線周波数に変換  
し、変換後の変調信号2609を出力する。電力増幅器2610は、変調信号2  
15 2609の電力を増幅し、増幅後の変調信号2611を出力する。変調信号2  
611は、アンテナ2612から電波として出力される。

変調部2627は、変調信号Bの送信ディジタル信号2613、フレーム構  
成信号2624を入力とし、送信直交ベースバンド信号2628を出力する。  
シリアルパラレル変換部2614は、送信直交ベースバンド信号2628を入  
20 力とし、パラレル信号2615を出力する。逆フーリエ変換部2616は、パ  
ラレル信号2615を入力とし、逆フーリエ変換後の信号2617を出力する。  
無線部2618は、逆フーリエ変換後の信号2617をベースバンド周波数か  
ら無線周波数に変換し、変換後の変調信号2619を出力する。電力増幅器2  
620は、変調信号2619の電力を増幅し、増幅後の変調信号2621を出  
25 力する。変調信号2621は、アンテナ2622から電波として出力される。

図28に、本実施の形態における受信装置の構成例を示す。無線部2703  
は、アンテナ2701で受信した受信信号2702を入力とし、受信直交ベー

スバンド信号 2704 を出力する。フーリエ変換部 2705 は、受信直交ベースバンド信号 2704 を入力とし、フーリエ変換後の信号 2706 を出力する。

変調信号 A 伝送路推定部 2707 は、フーリエ変換後の信号 2706 を入力とし、変調信号 A の伝送路推定信号群 2708 を出力する。変調信号 B 伝送路  
5 推定部 2709 は、フーリエ変換後の信号 2706 を入力とし、変調信号 B の伝送路推定信号群 2710 を出力する。

無線部 2713 は、アンテナ 2711 で受信した受信信号 2712 を入力とし、受信直交ベースバンド信号 2714 を出力する。フーリエ変換部 2715 は、受信直交ベースバンド信号 2714 を入力とし、フーリエ変換後の信号 2  
10 716 を出力する。

変調信号 A 伝送路推定部 2717 は、フーリエ変換後の信号 2716 を入力とし、変調信号 A の伝送路推定信号群 2718 を出力する。変調信号 B 伝送路推定部 2719 は、フーリエ変換後の信号 2716 を入力とし、変調信号 B の伝送路推定信号群 2720 を出力する。

15 復調部 2721 は、変調信号 A の伝送路推定信号群 2708、2718、変調信号 B の伝送路推定信号群 2710、2720、フーリエ変換後の信号 2706、2716 を入力とし、変調信号 A の受信ディジタル信号 2722、変調信号 B の受信ディジタル信号 2723 を出力する。

図 29A、図 29B は、本実施の形態におけるフレーム構成例を示し、28  
20 01 は電波伝搬環境推定シンボル、2802 はデータシンボルであり時間軸方向に符号化されている。変調信号 A は、キャリア 1 で時間 i、i+1 に亘って符号化されている。変調信号 B は、キャリア 1 で時間 i、i+1 に亘って符号化されている。

変調信号 A は、キャリア 1 において、時間 i で S1(i) を送信し、時間 i+1 で S1(i)' を送信する。なお上述したように S1(i) と S1(i)' は同一データを信号点配置を変えて形成された変調シンボルである。

変調信号 B は、キャリア 1 において、時間 i で S2(i) を送信し、時間 i

+1でS2(i+1)を送信する。S2(i)とS2(i+1)は、異なるデータから形成された変調シンボルである。

図30A、図30Bは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。図30A、図30Bの場合、変調シンボルは周波数軸方向に符号化されている。変調信号Aは、時間iでキャリア1、キャリア2に亘って符号化されている。変調信号Bは、時間iでキャリア1、キャリア2に亘って符号化されている。

変調信号Aは、時間iにおいて、キャリア1でS1(i)を送信し、キャリア2でS1(i')を送信する。変調信号Bは、時間iにおいて、キャリア1でS2(i-1)を送信し、キャリア2でS2(i-2)を送信する。ここでS2(i-1)とS2(i-2)は、異なるデータから形成された変調シンボルである。

図31A、図31Bは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。図31A、図31Bの場合、変調シンボルは時間軸方向に符号化されている。変調信号Aは、キャリア1において、時間i、時間i+nで符号化されている。変調信号Bは、キャリア1において、時間i、時間i+nで符号化されている。

変調信号Aは、キャリア1において、時間iでS1(i)を送信し、時間i+nでS1(i')を送信する。変調信号Bは、キャリア1において、時間iでS2(i)を送信し、時間i+nでS2(i+1)を送信する。

図32A、図32Bは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。図32A、図32Bの場合、変調シンボルは周波数軸方向に符号化されている。変調信号Aは、時間iにおいて、キャリア1、キャリア1+nで符号化されている。変調信号Bは、時間iにおいて、キャリア1、キャリア1+nで符号化されている。

変調信号Aは、時間iにおいて、キャリア1でS1(i)を送信し、キャリア1+nでS1(i')を送信する。変調信号Bは、時間iにおいて、キャリ

ア1でS2(i-1)を送信し、キャリア1+nでS2(i-2)を送信する。

図33A、図33Bは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。図33A、図33Bの場合、変調シンボルは、時間軸方向に符号化されている。変調信号Aは、キャリア1において、時間i、時間jで符号化されている。変調信号Bは、キャリア1において、時間i、時間jで符号化されている。

変調信号Aは、キャリア1において、時間iはS1(i)を送信し、時間jでS1(i')を送信する。変調信号Bは、キャリア1において、時間iでS2(i-1)を送信し時間jでS2(i+n)を送信する。

図34A、図34Bは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。図34A、図34Bの場合、変調シンボルは、周波数軸方向に符号化されている。変調信号Aは、時間iにおいて、キャリア1、キャリアjで符号化されている。変調信号Bは、時間iにおいて、キャリア1、キャリアjで符号化されている。

変調信号Aは、時間iにおいて、キャリア1でS1(i)を送信し、キャリアjでS1'(i')を送信する。変調信号Bは、時間iにおいて、キャリア1でS2(i-1)を送信し、キャリアjでS2(i-j)を送信する。

図35A、図35Bは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。変調信号Aは、キャリア1において、時間i、時間i+1、時間i+2で符号化されている。変調信号Bは、キャリア1において、時間i、時間i+1、時間i+2で符号化されている。

変調信号Aは、キャリア1において、時間iでS1(i)を送信し、時間i+1でS1(i')を送信し、時間i+2でS(i")を送信する。ここでS1(i)、S1(i')、S(i")は、同一データを信号点配置を変えて形成したものである。変調信号Bは、キャリア1において、時間iでS2(i)を送信し、時間i+1でS2(i+1)を送信し、時間i+2でS2(i+2)

を送信する。ここで  $S_2(i)$ 、 $S_2(i+1)$ 、 $S_2(i+2)$  は、異なるデータを変調して得られたものである。

図 36A、図 36B は、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図 29A、図 29B との対応部分には同一符号を付した。変調信号 A は、時間  $i$  において、キャリア 1、キャリア 2、キャリア 3 で符号化されている。変調信号 B は、時間  $i$  において、キャリア 1、キャリア 2、キャリア 3 で符号化されている。

変調信号 A は、時間  $i$  において、キャリア 1 で  $S_1(i)$  を送信し、キャリア 2 で  $S_1(i)'$  を送信し、キャリア 2 で  $S_1(i)''$  を送信する。変調信号 B は、時間  $i$  において、キャリア 1 で  $S_2(i-1)$  を送信し、キャリア 2 で  $S_2(i-2)$  を送信し、キャリア 3 で  $S_2(i-3)$  を送信する。

図 37A、図 37B は、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図 29A、図 29B との対応部分には同一符号を付した。変調信号 A は、キャリア 1 において、時間  $i$ 、時間  $j$ 、時間  $k$  で同一データを信号点配置の異なるシンボル  $S_1(i)$ 、 $S_1(i)'$ 、 $S_1(i)''$  によって送信する（同一の信号点配置でもよい）。変調信号 B は、キャリア 1 において、時間  $i$ 、時間  $j$ 、時間  $k$  で異なるデータをシンボル  $S_2(i)$ 、 $S_2(j)$ 、 $S_2(k)$  によって送信する。

図 38A、図 38B は、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図 29A、図 29B との対応部分には同一符号を付した。変調信号 A は、時間  $i$  において、キャリア  $i$ 、キャリア  $j$ 、キャリア  $k$  で同一データを信号点配置の異なるシンボル  $S_1(i)$ 、 $S_1(i)'$ 、 $S_1(i)''$  によって送信する（同一の信号点配置でもよい）。変調信号 B は、時点  $i$  において、キャリア  $i$ 、キャリア  $j$ 、キャリア  $k$  で異なるデータをシンボル  $S_2(i)$ 、 $S_2(j)$ 、 $S_2(k)$  によって送信する。

図 39A～図 39C は、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図 29A、図 29B との対応部分には同一符号を付した。変調信号 A は、キャ

リア1において、時間i、時間i+1で同一データを信号点配置の異なるシンボルS1(i)、S1(i)'によって送信する。変調信号Bは、キャリア1において、時間i、時間i+1で異なるデータをシンボルS2(i)、S2(i+1)によって送信する。変調信号Cは、キャリア1において、時間i、時間5i+1で異なるデータをシンボルS3(i)、S3(i+1)によって送信する。

図40A～図40Cは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。変調信号Aは、時間iにおいて、キャリア1、キャリア2で同一データを信号点配置の異なるシンボルS1(i)、S1(i)'によって送信する。変調信号Bは、時間iにおいて、キャリア1、キャリア2で異なるデータをシンボルS2(1)、S2(2)によって送信する。変調信号Cは、時間iにおいて、キャリア1、キャリア2で異なるデータをシンボルS3(1)、S3(2)によって送信する。

図41A～図41Cは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。変調信号Aは、キャリア1において、時間i、時間jで同一データを信号点配置の異なるシンボルS1(i)、S1(i)'によって送信する（同一の信号点配置でもよい）。変調信号Bは、キャリア1において、時間i、時間jで異なるデータをシンボルS2(i)、S2(j)によって送信する。変調信号Cは、キャリア1において、時間i、時間jで異なるデータをシンボルS3(i)、S3(j)によって送信する。

図42A～図42Cは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。変調信号Aは、時間iにおいて、キャリアi、キャリアjで同一データを信号点配置の異なるシンボルS1(i)、S1(i)'によって送信する。変調信号Bは、時間iにおいて、キャリアi、キャリアjで異なるデータをシンボルS2(i)、S2(j)によって送信する。変調信号Cは、時間iにおいて、キャリアi、キャリアj

で異なるデータをシンボルS3(i)、S3(j)によって送信する。

図43A～図43Cは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。変調信号Aは、キャリア1において、時間i、時間i+1、i+2、i+3で同一データを信号点配置の異なるシンボルS1(i)、S1(i)’、S1(i)’’、S1(i)’’’によって送信する。変調信号Bは、キャリア1において、時間i、時間i+1で同一データを信号点配置の異なるシンボルS2(i)、S2(i)’によって送信し、時間i+2、時間i+3で同一データを信号点配置の異なるシンボルS2(i+2)、S2(i+2)’によって送信する。変調信号Cは、キャリア1において、時間i、時間i+1、時間i+2、時間i+3で異なるデータをシンボルS3(i)、S3(i+1)、S3(i+2)、S3(i+3)によって送信する。

図44A～図44Cは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。変調信号Aは、時間15 iにおいて、キャリア1、キャリア2、キャリア3、キャリア4で同一データを信号点配置の異なるシンボルS1(i)、S1(i)’、S1(i)’’、S1(i)’’’によって送信する。変調信号Bは、時間iにおいて、キャリア1、キャリア2で同一データを信号点配置の異なるシンボルS2(1)、S2(1)’によって送信し、キャリア3、キャリア4で同一データを信号点配置の異なる20 シンボルS2(3)、S2(3)’によって送信する。変調信号Cは、時間iにおいて、キャリア1、キャリア2、キャリア3、キャリア4で異なるデータをシンボルS3(1)、S3(2)、S3(3)、S3(4)によって送信する。

図45A～図45Cは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、25 図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。変調信号Aは、キャリア1において、時間i、時間j、時間k、時間mで同一データを信号点配置の異なるシンボルS1(i)、S1(i)’、S1(i)’’、S1(i)’’’によって

によって送信する。変調信号Bは、キャリア1において、時間i、時間jで同一データを信号点配置の異なるシンボルS<sub>2</sub>(i)、S<sub>2</sub>(i)'によって送信し、時間k、時間mで同一データを信号点配置の異なるシンボルS<sub>2</sub>(k)、S<sub>2</sub>(k)'によって送信する。変調信号Cは、キャリア1において、時間i、時間j、時間k、時間mで異なるデータをシンボルS<sub>3</sub>(i)、S<sub>3</sub>(j)、S<sub>3</sub>(k)、S<sub>3</sub>(m)によって送信する。

図46A～図46Cは、本実施の形態における別のフレーム構成例を示し、図29A、図29Bとの対応部分には同一符号を付した。変調信号Aは、時間iにおいて、キャリア1、キャリアj、キャリアk、キャリアmで同一データを信号点配置の異なるシンボルS<sub>1</sub>(i)、S<sub>1</sub>(i)'、S<sub>1</sub>(i)''、S<sub>1</sub>(i)'''によって送信する。変調信号Bは、時間iにおいて、キャリアi、キャリアjで同一データを信号点配置の異なるシンボルS<sub>2</sub>(i)、S<sub>2</sub>(i)'によって送信し、キャリアk、キャリアmで同一データを信号点配置の異なるシンボルS<sub>2</sub>(k)、S<sub>2</sub>(k)'によって送信する。変調信号Cは、時間iにおいて、キャリアi、キャリアj、キャリアk、キャリアmで異なるデータをシンボルS<sub>3</sub>(i)、S<sub>3</sub>(j)、S<sub>3</sub>(k)、S<sub>3</sub>(m)によって送信する。

次に、図2A、図2B、図3A～図3C、図5、図14、図25、図27、図28、図29A、図29B、図30A、図30B、図31A、図31B、図32A、図32B、図33A、図33B、図34A、図34B、図35A、図35B、図36A、図36B、図37A、図37B、図38A、図38B、図39A～図39C、図40A～図40C、図41A～図41C、図42A～図42C、図43A～図43C、図44A～図44C、図45A～図45C、図46A～図46Cを用いて、本実施の形態の動作について詳しく説明する。

図29A、図29Bは、図27の送信装置2600が送信する変調信号A、変調信号Bのフレーム構成の一例を示している。図27における変調信号A送信部から送信される変調信号のフレーム構成が図29Aの変調信号Aフレー

ム構成である。また図27における変調信号B送信部から送信される変調信号のフレーム構成が図29Bの変調信号Bフレーム構成である。

図29A、図29Bのフレーム構成の特徴は、変調信号Aでは、キャリア1において、時間*i*、時間時間*i*+1同一のデータを信号点配置の異なるシンボルS1(i)、S1(i)'によって送信する一方、変調信号Bでは、キャリア1において、時間*i*、時間*i*+1で異なるデータをシンボルS2(i)、S2(i+1)によって送信することである。

S1(i)、S1(i)'のI-Q平面における信号点配置を示した図が図3A～図3Cである。変調方式はQPSKである。例えば、図29Aにおいて、時間*i*でS1(i)の情報として(0, 0)を送信したとする。このとき信号点は、図3Aのとおりである。そして、時間*i*+1では情報として(0, 0)を、例えば、図3Bのとおりに送信する。(0, 1)、(1, 0)、(1, 1)についても同様である。ただし、時間*i*+1の信号点配置は、図3Bに限ったものではなく、図3Cのような信号点配置としてもよい。

このようにすることで、キャリア1に着目すると、受信装置2700で、時間*i*と時間*i*+1とで変調信号の信号点配置がかわるため、時間*i*と時間*i*+1とで変調信号A、変調信号Bの復調の精度が異なるようになる。このため、復調の精度の良い時間で変調信号Aを復調し、次いでその結果を利用して変調信号Bの復調を行うことで、変調信号Bの復調の精度を向上させることができる。すなわち、変調信号A、Bともに復調精度を向上させることができる。

ここで送信装置2600によって図29A、図29Bフレーム構成の変調信号A、Bを形成する際の、送信装置2600の動作について説明する。

フレーム構成信号生成部2623は、図29A、図29Bのフレーム構成情報をフレーム構成信号2624として出力する。符号化部2602は、送信デジタル信号2601、フレーム構成信号2624を入力とし、送信デジタル信号2601を図29Aの変調信号Aのフレーム構成のように符号化し、符号化後のデジタル信号2603を出力する。

変調部 2625 は、符号化後のデジタル信号 2603、フレーム構成信号 2624 を入力とし、図 29A の変調信号 A のフレーム構成にしたがった送信直交ベースバンド信号 2626 を出力する。変調部 2625 は、例えば図 5 に示すような構成とすればよい。

5 図 5において、マッピング部 X402 は、図 3A のように信号点をマッピングする。マッピング部 Y404 は、図 3B、あるいは、図 3C のように信号点をマッピングする。

例えば、図 29A、図 29B のフレーム構成における、キャリア 1 に着目したとき、フレーム構成信号 2624 が変調信号 A、キャリア 1、時間  $i$  のシンボルを示しているとき、マッピング部 X402 は、入力されたデジタル信号に対し、マッピングを施し、第 1 のマッピングされた送信直交ベースバンド信号 403 を出力する。

これに対して、フレーム構成信号 2624 が変調信号 A、キャリア 1、時間  $i + 1$  のシンボルを示しているとき、マッピング部 Y404 は、入力されたデジタル信号に対し、マッピングを施し、第 2 のマッピングされた送信直交ベースバンド信号 405 を出力する。

信号選択部 407 は、第 1 のマッピングされた送信直交ベースバンド信号 403、第 2 のマッピングされた送信直交ベースバンド信号 405、フレーム構成信号 406 を入力とし、フレーム構成信号 406 の示している方の信号を選択し、選択された送信直交ベースバンド信号 305 を出力する。

なおここでは、図 29A、図 29B のフレーム構成、つまり、時間  $i$  と時間  $i + 1$  で符号化した場合を例に説明したが、図 31A、図 31B のように、時間  $i$  と  $i + n$  で符号化されている場合にも同様に実施することができる。つまり、上述の説明で、時間  $i + 1$  の動作を時間  $i + n$  の動作として考えれば同様に実施することができる。また、キャリア 1 に着目して説明したが、キャリア 1 以外のキャリアについても同様の符号化を施しても、同様に実施することができる。

次に、受信装置の構成について説明する。図28は、本実施の形態における受信装置の構成である。図28の受信アンテナ2701は図2Bのアンテナ109に相当し、受信アンテナ2711は図2Bのアンテナ110に相当するものとする。

5 以下では、キャリア1の動作を例に説明する。図28の変調信号A伝送路推定部2707は、図29Aの変調信号A、キャリア1、時間*i*の電波伝搬環境推定シンボル2801を用いて、キャリア1のチャネル変動 $h_{11}(t)$ を求める。ただし、*t*は時間とする。同様に、変調信号B伝送路推定部2709は、  
10 図29Bの変調信号B、キャリア1、時間*i*の電波伝搬環境推定シンボル2801を用いて、キャリア1のチャネル変動 $h_{12}(t)$ を求める。変調信号A伝送路推定部2717は、図29Aの変調信号A、キャリア1、時間*i*の電波伝搬環境推定シンボル2801を用いて、キャリア1のチャネル変動 $h_{21}(t)$ を求める。ただし、*t*は時間とする。同様に、変調信号B伝送路推定部  
15 2719は、図29Bの変調信号B、キャリア1、時間*i*の電波伝搬環境推定シンボル2801を用いて、キャリア1のチャネル変動 $h_{22}(t)$ を求める。

そして、時間*i*において、受信アンテナ2701で受信したキャリア1の信号を $R_1(i)$ 、受信アンテナ2711で受信したキャリア1の信号を $R_2(i)$ とすると、(1)式が成立する。同様に、時間*i+1*において、(2)式が成立する。(1)式の関係から $S_1(i)$ 、 $S_2(i)$ を得ることができると共に、(2)式の関係から $S_1(i)'$ 、 $S_2(i+1)$ を得ることができる。  
20

また $h_{11}(i) \doteq h_{11}(i+1)$ 、 $h_{12}(i) \doteq h_{12}(i+1)$ 、 $h_{21}(i) \doteq h_{21}(i+1)$ 、 $h_{22}(i) \doteq h_{22}(i+1)$ が成立する。このとき、(1)式と(2)式の行列は、ほぼ等しい行列であるが、 $(S_1(i), S_2(i))$ のベクトルと $(S_1(i)', S_2(i+1))$ のベクトルが異なるため、得られるデータの確からしさが異なることになる。  
25

本実施の形態では、この特性を利用し、受信データの品質を向上させるようになされている。受信装置2700の具体的な復調(復号)手順は、以下の通

りである。

<1>時間  $i$  の検波を行い、(S1(i), S2(i))を得る。

<2>時間  $i+1$  の検波を行い、(S1(i)', S2(i+1))を得る。

<3>時間  $i$  および時間  $i+1$  の受信品質を比較する。

5 時間  $i$  の受信品質の方が良い場合、時間  $i$  の検波で得た(S1(i), S2(i))のデータをそのまま使う。そして S2(i+1) のデータは、時間  $i$  の検波で得られた S1(i) から時間  $i+1$  の S1(i)' を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

これに対して、時間  $i+1$  の受信品質の方が良い場合には、時間  $i+1$  の検  
10 波で得た(S1(i)', S2(i+1))のデータをそのまま使う。そして S2(i) のデータは、時間  $i+1$  の検波で得られた S1(i)' から時間  $i$  の S1(i) を推定し、その結果を利用することで得るようにする。

受信装置 2700においては、復調部 2721 でこのような復調処理を行うことにより、変調信号 A の受信デジタル信号 2722、変調信号 B の受信デ  
15 ィジタル信号 2723 を得る。

図 28 の復調部 2721 の詳細の構成が、図 8 のとおりであり、以下では、その動作について説明する。

図 8において、信号 508 は図 28 の 2708 に、信号 510 は図 28 の 2710 に、信号 506 は図 28 の 2706 に、信号 518 は図 28 の 2718  
20 に、信号 520 は図 28 の 2720 に、信号 516 は図 28 の 2716 に相当する。

ここで、図 27 の送信装置 2600において、図 29A、図 29B のフレーム構成で、変調信号 A、変調信号 B とともに QPSK 変調で信号を送信したときを例に説明する。ただし、キャリア 1 についての説明である。

25 変調信号 A で 2 ビット、変調信号 B で 2 ビットの計 4 ビットが送信可能である。つまり、0000, 0001, ..., 1111 が送信可能である。ただし、上位 2 ビットは変調信号 A で送信された 2 ビット、下位 2 ビットは変調

信号Bで送信された2ビットとする。

ここでは、図28の復調部2721の動作について説明する。

復調部2721は、キャリア1、時間*i*において、変調信号Aの伝送路推定信号群2708のキャリア1の成分、変調信号Bの伝送路推定信号群2710のキャリア1の成分を用いて、0000, 0001, …, 1111の16個の信号点のI-Q平面における信号点を求める。そのときの状態が図14の16個の信号点1302に相当する。

そして、フーリエ変換後信号2706のキャリア1の成分から、I-Q平面における受信状態が求まる。そのときの状態が図14の信号点1301に相当する。

次に、図14の1302で示すすべての信号点と信号点1301とのI-Q平面における例えば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値X0000(i)を求め、同様に送信ビット0001、…、1111の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値X0001(i)、…、X1111(i)を求める。

同様に、図29A、図29Bのキャリア1、時間*i*において、変調信号Aの伝送路推定信号群2718のキャリア1の成分、変調信号Bの伝送路推定信号群2720のキャリア1の成分を用いて、0000, 0001, …, 1111の16個の信号点のI-Q平面における信号点を求める。そのときの状態が図14の1302の16個の信号点に相当する。

そして、フーリエ変換後信号2716のキャリア1の成分から、I-Q平面における受信状態が求まる。そのときの状態が図14の信号点1301に相当する。

次に、図14の1302で示すすべての信号点と信号点1301とのI-Q平面における例えば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値Y0000(i)を求め、

同様に送信ビット0001、……、1111の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値Y0001(i)、……、Y1111(i)を求める。

そして、X0000(i)とY0000(i)の和Z0000(i)=X05000(i)+Y0000(i)を求める。同様に、Z0001(i)、……、Z1111(i)を求める。同様にして、時間i+1についてもZ0000(i+1)、Z0001(i+1)、……、Z1111(i+1)を求める。

次に、時間iと時間i+1との受信データの確からしさの比較を行う。

例えば、Z0000(i)、Z0001(i)、……、Z1111(i)の中から、最も小さい値を探索する。その値をF(i)とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS(i)とする。

同様に、Z0000(i+1)、Z0001(i+1)、……、Z1111(i+1)の中から、最も小さい値を探索する。その値をF(i+1)とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS(i+1)とする。

15 そして、例えば、R(i)=F(i)/S(i)、および、R(i+1)=F(i+1)/S(i+1)を求める。

R(i+1)>R(i)のとき、時間iの方が受信品質が良いと判断し、F(i)を与える4ビットを正しいデータと判断する。そして、時間iおよび時間i+1に変調信号Aで送信されたデータ2ビットと時間iに変調信号Bで20 送信されたデータ2ビットが得られる。そして、変調信号Aで送信された2ビットが判定されているのを利用し、時間i+1に変調信号Bで送信された2ビットを判定する。例えば、変調信号Aで送信された2ビットが00であるならば、Z0000(i+1)、Z0001(i+1)、Z0010(i+1)、Z0011(i+1)の中から最も値の小さくなるものを探索し、時間i+1に変調信号Bで送信された2ビットを判定する。同様に、変調信号Aで送信された2ビットが01であるならば、Z0100(i+1)、Z0101(i+1)、Z0110(i+1)、Z0111(i+1)の中から最も値の小さく

なるものを探索し、時間  $i + 1$  に変調信号 B で送信された 2 ビットを判定する。

変調信号 A で送信された 2 ビットが 1 0、1 1 のときも同様にして、時間  $i + 1$  に変調信号 B で送信された 2 ビットを判定する。

$R(i) > R(i + 1)$  のとき、時間  $i + 1$  の方が受信品質が良いと判断し、

5 F( $i + 1$ ) を与える 4 ビットを正しいデータと判断する。そして、時間  $i$  および時間  $i + 1$  に変調信号 A で送信されたデータ 2 ビットと時間  $i + 1$  に変調信号 B で送信されたデータ 2 ビットが得られる。そして、変調信号 A で送信された 2 ビットが判定されているのを利用し、時間  $i$  に変調信号 B で送信された 2 ビットを判定する。例えば、変調信号 A で送信された 2 ビットが 0 0 であるならば、Z0000(i)、Z0001(i)、Z0010(i)、Z0011(i) の中から最も値の小さくなるものを探索し、時間  $i$  に変調信号 B で送信された 2 ビットを判定する。同様に、変調信号 A で送信された 2 ビットが 0 1 であるならば、Z0100(i)、Z0101(i)、Z0110(i)、Z0111(i) の中から最も値の小さくなるものを探索し、時間  $i$  に変調信号 B で送信された 2 ビットを判定する。変調信号 A で送信された 2 ビットが 1 0、1 1 のときも同様にして、時間  $i$  に変調信号 B で送信された 2 ビットを判定する。

図 28 の復調部 2721 の詳細の構成が図 8 である。図 8 の動作について説明する。

20 図 8 の変調信号 A、B 復調部 608 は、上記のように、時間  $i$  および時間  $i + 1$  において変調信号 A で送信したデータを変調信号 A の受信ディジタル信号 524 として出力する。また、第 1 の軟判定値信号 701 として、Z0000(i)、…、Z1111(i) を出力する。また、第 2 の軟判定値信号 702 として Z0000(i+1)、…、Z1111(i+1) を出力する。そして、時間  $i$ 、時間  $i + 1$  いずれかの変調信号 B の受信ディジタル信号 525-1 を出力する。

変調信号 B 復調部 703 は、第 1 の軟判定値信号 701 である Z0000

(i)、…、 $Z_{1111}(i)$ と第2の軟判定値信号702である $Z_{0000}(i+1)$ 、…、 $Z_{1111}(i+1)$ を入力とし、上記のように、時間iと時間i+1の受信品質をもとに、変調信号Bの復調を行い、525-1とは異なる時間の変調信号Bの受信ディジタル信号525-2を出力する。

5 ここでは、キャリア1の復号方法について説明したが、キャリア1以外のキャリアで同様に符号化している場合、上述の動作を他のキャリアと考えて実施すれば、同様に復号することができる。つまり、図28のフーリエ変換後の信号のキャリアnの成分、変調信号Aの伝送路推定信号群のキャリアnの成分、変調信号Bの伝送路推定信号群のキャリアnの成分により、キャリアnの復号  
10 を行うことになる。

次に図31A、図31Bに示すフレーム構成を採用する場合について説明する。図31A、図31Bのフレーム構成では、時間iとi+nで符号化が行われている。よって、 $h_{11}(i) \doteq h_{11}(i+n)$ 、 $h_{12}(i) \doteq h_{12}(i+n)$ 、 $h_{21}(i) \doteq h_{21}(i+n)$ 、 $h_{22}(i) \doteq h_{22}(i+n)$ の関係が成立するようなnであれば、図29A、図29Bのフレーム構成と同様の処理を行うことで実施することができる。つまり、時間i+1の動作を時間i+nの動作として考えれば、図29A、図29Bについて説明したのと同様にして実施できる。

次に図33A、図33Bに示すフレーム構成を採用する場合について説明する。このとき、時間iとjとでは、時間がまったく異なるために電波伝搬環境が全くことなる状態であることが重要となる。

ここでは、キャリア1の動作を例に説明する。時間iにおいて、(1)式が成立する。同様に、時間jにおいて、(3)式が成立する。このとき、 $h_{11}(i)$ 、 $h_{12}(i)$ 、 $h_{21}(i)$ 、 $h_{22}(i)$ は、受信装置において、例えば、図33Aのキャリア1の時間i-1の電波伝搬環境推定シンボル2801を用いて推定する。同様に、 $h_{11}(j)$ 、 $h_{12}(j)$ 、 $h_{21}(j)$ 、 $h_{22}(j)$ は、受信装置において、例えば、図33Bのキャリア1の時間j

－1の電波伝搬環境推定シンボル2801を用いて推定する。ここで、時間iとjでは、電波伝搬環境が大きく異なるような時間であるため、 $h_{11}(i) \neq h_{11}(j)$ 、 $h_{12}(i) \neq h_{12}(j)$ 、 $h_{21}(i) \neq h_{21}(j)$ 、 $h_{22}(i) \neq h_{22}(j)$ が成立する。したがって、時間iとjでの受信品質は全く異なることになる。

以上を考慮し、時間iと時間jのI-Q平面における信号点配置について説明する。I-Q平面における信号点配置例を示した図が図3A～図3Cである。図33A、図33Bのフレーム構成の際、時間iとjの信号点配置は、例えば、ともに図3Aでもよいし、時間iでは図3A、時間jでは図3Bのように異なっていてもよい。これは、図29A、図29B、図31A、図31Bのフレーム構成のときとは異なり、時間iとjとでは電波伝搬環境が異なるため、時間iとjでは、敢えて信号点配置を変えなくても、受信品質が異なるようになるからである。

以下では、復号化の手順について詳しく説明するが、図29A、図29Bのフレーム構成の動作と同様に考えることができる。つまり、時間*i+1*の動作を時間jに置き換えて考えればよい。

受信装置2700による、図33A、図33Bのフレーム構成信号に対する具体的な復調（復号）手順は、以下の通りである

- <1>時間iの検波を行い、(S1(i), S2(i))を得る。
- 20 <2>時間jの検波を行い、(S1(i), S2(j))を得る。
- <3>時間iおよび時間jの受信品質を比較する。

時間iの受信品質の方がよい場合、時間iの検波で(S1(i), S2(i))のデータを得る。次に、時間iの検波で得られたS1(i)から時間jのS1(i)を推定し、その結果を利用し、S2(j)を得る。

- 25 時間jの受信品質の方がよい場合、時間jの検波で(S1(i), S2(j))のデータを得る。次に、時間jの検波で得られたS1(i)から時間iのS1(i)を推定し、その結果を利用し、S2(i)を得る。

図28の復調部2721では、上述の手順を行うことで、変調信号Aの受信デジタル信号2722、変調信号Bの受信デジタル信号2723を得る。

図28の復調部2721の詳細の構成が、図8のとおりであり、以下では、その動作について説明する。

5 図8において、信号508は図28の2708に、信号510は図28の2710に、信号506は図28の2706に、信号518は図28の2718に、信号520は図28の2720に、信号516は図28の2716に相当する。

10 ここで、図27の送信装置2600において、図33A、図33Bのフレーム構成で、キャリア1において、変調信号A、変調信号BとともにQPSK変調信号を送信したときを例に説明する。

15 変調信号Aで2ビット、変調信号Bで2ビットの計4ビットが送信可能である。つまり、0000, 0001, ..., 1111が送信可能である。ただし、上位2ビットは変調信号Aで送信された2ビット、下位2ビットは変調信号Bで送信された2ビットとする。

ここでは、図28の復調部2721の動作について説明する。

復調部2721は、時間*i*において、変調信号Aの伝送路推定信号群2708のキャリア1の成分、変調信号Bの伝送路推定信号群2710のキャリア1の成分を用いて、0000, 0001, ..., 1111の16個の信号点の20 I-Q平面における信号点を求める。そのときの状態が図14の16個の信号点1302に相当する。

そして、フーリエ変換後の信号2706のキャリア1の成分から、I-Q平面における受信状態が求まる。そのときの状態が図14の1301の信号点に相当する。

25 次に、図14の1302で示すすべての信号点と信号点1301とのI-Q平面における例えば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値X0000(i)を求め、

同様に送信ビット 0 0 0 1, . . . . , 1 1 1 1 の信号点 1 3 0 2 と信号点 1 3 0 1 との距離の 2 乗値  $X 0 0 0 1 (i)$  , . . . . ,  $X 1 1 1 1 (i)$  を求める。

同様に、図 33A、図 33B の時間  $i$  において、変調信号 A の伝送路推定信号群 2718 のキャリア 1 の成分、変調信号 B の伝送路推定信号群 2720 のキャリア 1 の成分を用いて、0 0 0 0, 0 0 0 1, . . . . , 1 1 1 1 の 16 個の信号点の I-Q 平面における信号点を求める。そのときの状態が図 14 の 16 個の信号点 1 3 0 2 に相当する。

そして、フーリエ変換後の信号 2716 のキャリア 1 の成分から、I-Q 平面における受信状態が求まる。そのときの状態が図 14 の 1 3 0 1 で示す信号点に相当する。

次に、図 14 の 1 3 0 2 で示すすべての信号点と信号点 1 3 0 1 との I-Q 平面における例えば距離の 2 乗値を計算する。すなわち、送信ビット 0 0 0 0 の信号点 1 3 0 2 と信号点 1 3 0 1 との距離の 2 乗値  $Y 0 0 0 0 (i)$  を求め、同様に送信ビット 0 0 0 1, . . . . , 1 1 1 1 の信号点 1 3 0 2 と信号点 1 3 0 1 との距離の 2 乗値  $Y 0 0 0 1 (i)$  , . . . . ,  $Y 1 1 1 1 (i)$  を求める。

そして、 $X 0 0 0 0 (i)$  と  $Y 0 0 0 0 (i)$  の和  $Z 0 0 0 0 (i) = X 0 0 0 0 (i) + Y 0 0 0 0 (i)$  を求める。同様に、 $Z 0 0 0 1 (i)$  , . . . . ,  $Z 1 1 1 1 (i)$  を求める。同様に、時間  $j$  についても  $Z 0 0 0 0 (j)$  ,  $Z 0 0 0 1 (j)$  , . . . . ,  $Z 1 1 1 1 (j)$  を求める。

ここで、時間  $i$  での判定を行う際、電波伝搬環境の推定は、例えば、図 33A、図 33B の時間  $i - 1$  の電波伝搬環境推定シンボル 2801 のキャリア 1 のシンボルを用いて行う。これに対して、時間  $j$  を判定する際、電波伝搬環境の推定は、例えば、図 33A、図 33B の時間  $j - 1$  の電波伝搬環境推定シンボル 2801 のキャリア 1 のシンボルを用いて行う。

次に、時間  $i$  と時間  $j$  との受信データの確からしさの比較を行う。

例えば、Z0000 (i)、Z0001 (i)、…、Z1111 (i)の中から、最も小さい値を探索する。その値をF (i)とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS (i)とする。

同様に、Z0000 (j)、Z0001 (j)、…、Z1111 (j)の中から、最も小さい値を探索する。その値をF (j)とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS (j)とする。

そして、例えば、 $R(i) = F(i) / S(i)$ 、および、 $R(j) = F(j) / S(j)$ を求める。

$R(j) > R(i)$ のとき、時間iの方が受信品質がよいと判断し、F (i)を与える4ビットを正しいデータと判断する。そして、時間iおよび時間jに変調信号Aで送信されたデータ2ビットと時間iに変調信号Bで送信されたデータ2ビットが得られる。そして、変調信号Aで送信された2ビットが判定されているのを利用し、時間jに変調信号Bで送信された2ビットを判定する。

例えば、変調信号Aで送信された2ビットが00であるならば、Z0000 (j)、Z0001 (j)、Z0010 (j)、Z0011 (j)の中から最も小さくなるものを探索し、時間jに変調信号Bで送信された2ビットを判定する。同様に、変調信号Aで送信された2ビットが01であるならば、Z0100 (j)、Z0101 (j)、Z0110 (j)、Z0111 (j)の中から最も小さくなるものを探索し、時間i+1に変調信号Bで送信された2ビットを判定する。変調信号Aで送信された2ビットが10、11のときも同様にして、時間jに変調信号Bで送信された2ビットを判定する。

$R(i) > R(j)$ のとき、時間jの方が受信品質がよいと判断し、F (j)を与える4ビットを正しいデータと判断する。そして、時間iおよび時間jに変調信号Aで送信されたデータ2ビットと時間jに変調信号Bで送信されたデータ2ビットが得られる。そして、変調信号Aで送信された2ビットが判定されているのを利用し、時間iに変調信号Bで送信された2ビットを判定する。

例えば、変調信号Aで送信された2ビットが00であるならば、Z0000

(i)、Z0001(i)、Z0010(i)、Z0011(i)の中から最も小さくなるものを探索し、時間iに変調信号Bで送信された2ビットを判定する。同様に、変調信号Aで送信された2ビットが01であるならば、Z0100(i)、Z0101(i)、Z0110(i)、Z0111(i)の中から最も小さくなるものを探索し、時間iに変調信号Bで送信された2ビットを判定する。変調信号Aで送信された2ビットが10、11のときも同様にして、時間iに変調信号Bで送信された2ビットを判定する。

図28の復調部2721の詳細の構成が図8である。図8の動作について説明する。

図8の変調信号A、B復調部608は、上記のように、時間iおよび時間jにおいて変調信号Aで送信したデータを変調信号Aの受信ディジタル信号524として出力する。また、第1の軟判定値信号701として、Z0000(i)、…、Z1111(i)を出力する。また、第2の軟判定値信号702としてZ0000(j)、…、Z1111(j)を出力する。そして、時間i、時間jいずれかの変調信号Bの受信ディジタル信号525-1を出力する。

変調信号B復調部703は、第1の軟判定値信号701であるZ0000(i)、…、Z1111(i)と第2の軟判定値信号702であるZ0000(j)、…、Z1111(j)を入力とし、上記のように、時間iと時間jの受信品質をもとに、変調信号Bの復調を行い、525-1とは異なる時間の変調信号Bの受信ディジタル信号525-2を出力する。

ここでは、キャリア1の時間i、時間jの変調信号A、変調信号Bの復調について述べたが、キャリア1以外において同様に符号化している場合についても同様の処理を行うことで、実施が可能である。

次に、OFDM方式などのマルチキャリア方式を用いたときに可能となる、周波数軸方向に符号化を行った場合の動作について詳しく説明する。すなわち、上述の時間軸方向に符号化を行っていたものを周波数軸方向に符号化を行う。

図30A、図30Bに示すフレーム構成を採用する場合について説明する。

図30A、図30Bのフレーム構成の特徴は、変調信号Aでは、時間iにおいて、キャリア1、キャリア2で同一データが信号点配置の異なるシンボルS1(i)、S1(i)'で送信され、変調信号Bでは、時間iにおいて、キャリア1、キャリア2で異なるデータをシンボルS2(i-1)、S2(i-2)で送信する点である。

S1(i)、S1(i)'のI-Q平面における信号点配置を示した図が図3A～図3Cである。変調方式はQPSKである。例えば、図30Aにおいて、キャリア1、時間iでS1(i)の情報として(0, 0)を送信したとする。このとき信号点は、図3Aのとおりである。そして、キャリア2、時間iでは情報として(0, 0)を、例えば、図3Bのとおりに送信する。(0, 1)、(1, 0)、(1, 1)についても同様である。ただし、キャリア2、時間iの信号点配置は、図3Bに限ったものではなく、図3Cで送信してもよい。このように、時間iにおいて、キャリア1とキャリア2で、同一の情報を異なる信号点配置で送信する。

このようにすることで、時間iに着目すると、受信装置で、受信した変調信号の信号点配置がキャリア1とキャリア2とで変わるために、キャリア1における変調信号A、変調信号Bの復調の精度と、キャリア2における変調信号A、変調信号Bの復調の精度が異なるようになる。そして、復調の精度のよい時間で変調信号Aを復調し、その結果を利用して変調信号Bの復調を行うことで、変調信号Bの復調の精度を向上させることができる。すなわち、変調信号A、Bともに復調精度を向上させることができる。

送信装置2600によって図30A、図30Bのフレーム構成の変調信号A、Bを形成する際の、送信装置2600の動作について説明する。

フレーム構成信号生成部2623は、図30A、図30Bのフレーム構成の情報をフレーム構成信号2624として出力する。符号化部2602は、送信ディジタル信号2601、フレーム構成信号2624を入力とし、送信ディジ

タル信号 2601 を図 30A の変調信号 A のフレーム構成のように符号化し、  
符号化後のデジタル信号 2603 を出力する。

変調部 2625 は、符号化後のデジタル信号 2603、フレーム構成信号  
2624 を入力とし、図 30A の変調信号 A のフレーム構成にしたがった送信  
5 直交ベースバンド信号 2626 を出力する。変調部 2625 は、例えば図 5 に  
示すような構成とすればよい。

図 5において、マッピング部 X402 は、図 3A のように信号点をマッピングする。マッピング部 Y404 は、図 3B、あるいは、図 3C のように信号点をマッピングする。

10 例えば、図 30A のフレーム構成における、時間  $i$  に着目したとき、フレーム構成信号 2624 が変調信号 A、キャリア 1、時間  $i$  のシンボルを示しているとき、マッピング部 X402 は、入力されたデジタル信号に対し、マッピングを施し、第 1 のマッピングされた送信直交ベースバンド信号 403 を出力する。

15 これに対して、フレーム構成信号 2624 が変調信号 A、キャリア 2、時間  $i$  のシンボルを示しているとき、マッピング部 Y404 は、入力されたデジタル信号に対し、マッピングを施し、第 2 のマッピングされた送信直交ベースバンド信号 405 を出力する。

信号選択部 407 は、第 1 のマッピングされた送信直交ベースバンド信号 403、第 2 のマッピングされた送信直交ベースバンド信号 405、フレーム構成信号 406 を入力とし、フレーム構成信号 406 の示している方の信号を選択し、選択された送信直交ベースバンド信号 408 を出力する。

なおここでは、図 30A、図 30B のフレーム構成、つまり、時間  $i$  において、キャリア 1 とキャリア 2 に亘って符号化した場合を例に説明したが、図 3  
25 2A、図 32B のように、キャリア 1 とキャリア  $n$  に亘って符号化されている場合にも同様に実施することができる。つまり、上述の説明で、キャリア 2 の動作をキャリア  $n$  の動作として考えれば同様に実施することができる。また時

間  $i$  に着目して説明したが、時間  $i$  以外の時間で同様の符号化を施しても、同様に実施することができ、さらには時間  $i$  においてキャリア 1、キャリア 2 以外のキャリア同士に亘って符号化しても同様に実施することができる。

次に、受信装置の構成について説明する。図 28 は、本実施の形態における 5 受信装置の構成である。図 28 の受信アンテナ 2701 は図 2B のアンテナ 109 に相当し、受信アンテナ 2711 は図 2B のアンテナ 110 に相当する。

以下では、時間  $i$  の動作を例に説明する。はじめに、キャリア 1 について説明する。図 28 の変調信号 A 伝送路推定部 2707 は、図 30A の変調信号 A、キャリア 1、時間  $i$  の電波伝搬環境推定シンボル 2801 を用いて、キャリア 10 のチャネル変動  $h_{11,1}(t)$  を求める。ただし、 $t$  は時間とする。同様に、変調信号 B 伝送路推定部 2709 は、図 30B の変調信号 B、キャリア 1、時間  $i$  の電波伝搬環境推定シンボル 2801 を用いて、キャリア 1 のチャネル変動  $h_{12,1}(t)$  を求める。変調信号 A 伝送路推定部 2717 は、図 30A の変調信号 A、キャリア 1、時間  $i$  の電波伝搬環境推定シンボル 2801 を用いて、キャリア 1 のチャネル変動  $h_{21,1}(t)$  を求める。同様に、変調信号 B 伝送路推定部 2719 は、図 30B の変調信号 B、キャリア 1、時間  $i$  の電波伝搬環境推定シンボル 2801 を用いて、キャリア 1 のチャネル変動  $h_{22,1}(t)$  を求める。

そして、時間  $i$  において、受信アンテナ 2701 で受信したキャリア 1 の信号を  $R_{1,1}(i)$ 、受信アンテナ 2711 で受信したキャリア 1 の信号を  $R_{2,1}(i)$  とすると、次式が成立する。

$$\begin{pmatrix} R_{1,1}(i) \\ R_{2,1}(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11,1}(i) & h_{12,1}(i) \\ h_{21,1}(i) & h_{22,1}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1(i) \\ S_2(i-1) \end{pmatrix} \quad \dots \dots (11)$$

同様に、キャリア 2 では、次式が成立する。

$$\begin{pmatrix} R_{1,2}(i) \\ R_{2,2}(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11,2}(i) & h_{12,2}(i) \\ h_{21,2}(i) & h_{22,2}(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1(i) \\ S_2(i-2) \end{pmatrix} \quad \dots \dots (12)$$

25 (11) 式の関係から  $S_1(i)$ 、 $S_2(i-1)$  を得ることができ、(1)

2) 式の関係から  $S_1(i)', S_2(i-2)$  を得ることができる。

また  $h_{11}, 1(i) \doteq h_{11}, 2(i), h_{12}, 1(i) \doteq h_{12}, 2(i)$  、  $h_{21}, 1(i) \doteq h_{21}, 2(i), h_{22}, 1(i) \doteq h_{22}, 2(i)$  が成立する。このとき、(11)式と(12)式の行列は、ほぼ等しい行列であるが、( $S_1(i), S_2(i-1)$ )のベクトルと( $S_1(i)', S_2(i-2)$ )のベクトルが異なるため、得られるデータの確からしさが異なることになる。

本実施の形態では、この特性を利用し、受信データの品質を向上させるようになされている。受信装置2700の具体的な復調(復号)手順は、以下の通りである。

<1> 時間  $i$ 、キャリア1の検波を行い、( $S_1(i), S_2(i-1)$ )を得る。

<2> 時間  $i$ 、キャリア2の検波を行い、( $S_1(i)', S_2(i-2)$ )を得る。

15 <3> キャリア1およびキャリア2の受信品質を比較する。

キャリア1の受信品質の方が良い場合、キャリア1の検波で( $S_1(i), S_2(i-1)$ )のデータを得る。次に、キャリア1の検波で得られた  $S_1(i)$  からキャリア2の  $S_1(i)'$  を推定し、その結果を利用し、 $S_2(i-2)$  を得る。

20 キャリア2の受信品質の方が良い場合、キャリア2の検波で( $S_1(i)', S_2(i-2)$ )のデータを得る。次に、キャリア2の検波で得られた  $S_1(i)'$  からキャリア1の  $S_1(i)$  を推定し、その結果を利用し、 $S_2(i-1)$  を得る。

受信装置2700においては、復調部2721でこのような復調処理を行うことにより、変調信号Aの受信ディジタル信号2722、変調信号Bの受信ディジタル信号2723を得る。

図28の復調部2721の詳細の構成が、図8のとおりであり、以下では、

その動作について説明する。

図8において、信号508は図28の2708に、信号510は図28の2710に、信号506は図28の2706に、信号518は図28の2718に、信号520は図28の2720に、信号516は図28の2716に相当する。  
5

ここで、図27の送信装置2600において、図30A、図30Bのフレーム構成で、変調信号A、変調信号BとともにQPSKにより変調した場合を例に説明する。ただし、キャリア1、キャリア2についての説明である。

変調信号Aで2ビット、変調信号Bで2ビットの計4ビットが送信可能である。つまり、0000, 0001, ..., 1111が送信可能である。ただし、上位2ビットは変調信号Aで送信された2ビット、下位2ビットは変調信号Bで送信された2ビットとする。

ここでは、図28の復調部2721の動作について説明する。

復調部2721は、キャリア1、時間iにおいて、変調信号Aの伝送路推定信号群2708のキャリア1の成分、変調信号Bの伝送路推定信号群2710のキャリア1の成分を用いて、0000, 0001, ..., 1111の16個の信号点のI-Q平面における信号点を求める。そのときの状態が図14の16個の信号点1302に相当する。

そして、フーリエ変換後信号2706のキャリア1の成分から、I-Q平面における受信状態が求まる。そのときの状態が図14に示す信号点1301に相当する。

次に、図14に示すすべての信号点1302と信号点1301とのI-Q平面における例えば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値X0000(i)を求め、  
25 同様に送信ビット0001、..., 1111の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値X0001(i)、..., X1111(i)を求める。

同様に、図30A、図30Bのキャリア1、時間*i*において、変調信号Aの伝送路推定信号群2718のキャリア1の成分、変調信号Bの伝送路推定信号群2720のキャリア1の成分を用いて、0000, 0001, ..., 1111の16個の信号点のI-Q平面における信号点を求める。そのときの状態5が図14の16個の信号点1302に相当する。

そして、フーリエ変換後の信号2716のキャリア1の成分から、I-Q平面における受信状態が求まる。そのときの状態が図14の信号点1301に相当する。

次に、図14に示すすべての信号点1302と信号点1301とのI-Q平面における例えば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値Y0000(i)を求め、同様に送信ビット0001、..., 1111の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値Y0001(i)、..., Y1111(i)を求める。

15 そして、X0000(i)とY0000(i)の和Z0000(i) = X000(i) + Y0000(i)を求める。同様に、Z0001(i)、..., Z1111(i)を求める。同様に、キャリア2についてもZ0000(i)、Z0001(i)、..., Z1111(i)を求める。

次に、キャリア1とキャリア2との受信データの確からしさの比較を行う。

20 例えば、キャリア1において、Z0000(i)、Z0001(i)、..., Z1111(i)の中から、最も小さい値を探索する。その値をF(i)とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS(i)とする。

同様に、キャリア2において、Z0000(i)、Z0001(i)、..., Z1111(i)の中から、最も小さい値を探索する。その値をF(i)とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS(i)とする。

そして、例えば、キャリア1において、R, 1(i) = F(i) / S(i)、および、キャリア2において、R, 2(i) = F(i) / S(i)を求める。

- R, 2 (i) > R, 1 (i) のとき、キャリア1の方が受信品質がよいと判断し、キャリア1のF (i) を与える4ビットを正しいデータと判断する。そして、キャリア1およびキャリア2に変調信号Aで送信されたデータ2ビットとキャリア1の変調信号Bで送信されたデータ2ビットが得られる。そして、
- 5 変調信号Aで送信された2ビットが判定されているのを利用し、キャリア2の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。例えば、変調信号Aで送信された2ビットが00であるならば、キャリア2のZ0000 (i)、Z0001 (i)、Z0010 (i)、Z0011 (i)の中から最も小さくなるものを探索し、キャリア2の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。同様に、
- 10 変調信号Aで送信された2ビットが01であるならば、キャリア2のZ0100 (i)、Z0101 (i)、Z0110 (i)、Z0111 (i)の中から最も小さくなるものを探索し、キャリア2の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。変調信号Aで送信された2ビットが10、11のときも同様にして、キャリア2の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。
- 15 R, 1 (i) > R, 2 (i) のとき、キャリア2の方が受信品質がよいと判断し、キャリア2のF (i) を与える4ビットを正しいデータと判断する。そして、キャリア1およびキャリア2に変調信号Aで送信されたデータ2ビットとキャリア2の変調信号Bで送信されたデータ2ビットが得られる。そして、変調信号Aで送信された2ビットが判定されているのを利用し、キャリア1の
- 20 変調信号Bで送信された2ビットを判定する。例えば、変調信号Aで送信された2ビットが00であるならば、キャリア1のZ0000 (i)、Z0001 (i)、Z0010 (i)、Z0011 (i)の中から最も小さくなるものを探索し、キャリア1の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。同様に、変調信号Aで送信された2ビットが01であるならば、キャリア1のZ0100 (i)、Z0101 (i)、Z0110 (i)、Z0111 (i)の中から最も小さくなるものを探索し、キャリア1の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。変調信号Aで送信された2ビットが10、11のときも同様にして、
- 25 変調信号Bで送信された2ビットを判定する。変調信号Aで送信された2ビットが10、11のときも同様にして、

て、キャリア1の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。

図28の復調部2721の詳細の構成が図8である。図8の動作について説明する。

図8の変調信号A、B復調部608は、上記のように、時間iのキャリア1  
5 およびキャリア2において変調信号Aで送信されたデータを変調信号Aの受  
信ディジタル信号524として出力する。また、第1の軟判定値信号701と  
して、キャリア1のZ0000(i)、…、Z1111(i)を出力する。  
また、第2の軟判定値信号702としてキャリア2のZ0000(i)、…、  
10 Z1111(i)を出力する。そして、時間iのキャリア1、キャリア2いづ  
れかの変調信号Bの受信ディジタル信号525-1を出力する。

変調信号B復調部703は、第1の軟判定値信号701であるキャリア1の  
Z0000(i)、…、Z1111(i)と第2の軟判定値信号702であるキャリア2のZ0000(i)、…、Z1111(i)を入力とし、  
上記のように、キャリア1とキャリア2の受信品質をもとに、変調信号Bの復  
15 調を行い、525-1とは異なるキャリアの変調信号Bの受信ディジタル信号  
525-2を出力する。

ここでは、キャリア1、キャリア2の復号方法について説明したが、キャリ  
ア1、キャリア2以外のキャリアで同様に符号化している場合でも、上述の動  
作と同様に実施すれば、同様に復号することができる。

20 図32A、図32Bに示すフレーム構成を採用した場合、h11, 1(i) ≈ h11, 1+n(i)、h12, 1(i) ≈ h12, 1+n(i)、h21,  
1(i) ≈ h21, 1+n(i)、h22, 1(i) ≈ h22, 1+n(i)の関係が成立するようなnであれば、図30A、図30Bのフレーム構成の場  
合と同様の処理を行うことで、同様に実施することができる。つまり、キャリ  
ア2の動作をキャリア1+nの動作として考えれば同様に実施することができる。  
25 次に図34A、図34Bに示すフレーム構成を採用する場合について説明す

る。図34A、図34Bのフレーム構成の場合、キャリア1とキャリアjとでは、周波数がまったく異なるために電波伝搬環境が全くことなる状態であることが重要となる。

ここでは、キャリア1とキャリアjを例に説明する。時間i、キャリア1において、(11)が成立する。また時間i、キャリアjにおいて、次式が成立する。

$$\begin{pmatrix} R1, j(i) \\ R2, j(i) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11, j(i) & h12, j(i) \\ h21, j(i) & h22, j(i) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S1(i)' \\ S2(i-j) \end{pmatrix} \quad \dots\dots(13)$$

このとき、 $h11, 1(i)$ 、 $h12, 1(i)$ 、 $h21, 1(i)$ 、 $h22, 1(i)$ は、受信装置において、例えば、図34A、図34Bのキャリア1の時間*i*－1の電波伝搬環境推定シンボル2801を用いて推定する。同様に、 $h11, j(i)$ 、 $h12, j(i)$ 、 $h21, j(i)$ 、 $h22, j(i)$ は、受信装置において、例えば、図34A、図34Bのキャリアjの時間*i*－1の電波伝搬環境推定シンボル2801を用いて推定する。このとき、キャリア1とjでは、電波伝搬環境が異なるような時間であるため、 $h11, 1(i) \neq h11, j(i)$ 、 $h12, 1(i) \neq h12, j(i)$ 、 $h21, 1(i) \neq h21, j(i)$ 、 $h22, 1(i) \neq h22, j(i)$ が成立する。したがって、キャリア1とjでの受信品質は全く異なることになる。

以上を考慮し、キャリア1とキャリアjのI－Q平面における信号点配置について説明する。I－Q平面における信号点配置の一例を示した図が図3A～図3Cである。図34A、図34Bのフレーム構成の際、キャリア1とキャリアjの信号点配置は、例えば、ともに図3Aでもよいし、キャリア1では図3A、キャリアjでは図3Bのように異なっていてもよい。これは、図29A、図29Bや、図31A、図31Bのフレーム構成のときとは異なり、キャリア1とキャリアjとでは電波伝搬環境が異なるため、キャリア1とキャリアjで、敢えて信号点配置を変えなくても、受信品質に差が出るようになるからである。

以下では、復号化の手順について詳しく説明するが、図30A、図30Bの

フレーム構成の動作と同様に考えることができる。つまり、キャリア 2 の動作をキャリア j に置き換えて考えればよい。

受信装置 2700 による図 34A、図 34B のフレーム構成信号の具体的な復調（復号）手順は、以下の通りである

5 <1> 時間 i、キャリア 1 の検波を行い、(S1(i), S2(i-1)) を得る。

<2> 時間 i、キャリア j の検波を行い、(S1(i), S2(i-j)) を得る。

<3> キャリア i およびキャリア j の受信品質を比較する。

10 時間 i、キャリア 1 の受信品質の方がよい場合、時間 i、キャリア 1 の検波で (S1(i), S2(i-1)) のデータを得る。次に、時間 i、キャリア 1 の検波で得られた S1(i) から時間 i キャリア j の S1(i) を推定し、その結果を利用し、S2(i-j) を得る。

時間 i、キャリア j の受信品質の方がよい場合、時間 i、キャリア j の検波で (S1(i), S2(i-j)) のデータを得る。次に、時間 i キャリア j の検波で得られた S1(i) から時間 i、キャリア 1 の S1(i) を推定し、その結果を利用し、S2(i-1) を得る。

図 28 の復調部 2721 では、上述の手順を行うことで、変調信号 A の受信デジタル信号 2722、変調信号 B の受信デジタル信号 2723 を得る。

20 図 28 の復調部 2721 の詳細の構成が、図 8 のとおりであり、以下では、その動作について説明する。

図 8において、信号 508 は図 28 の 2708 に、信号 510 は図 28 の 2710 に、信号 506 は図 28 の 2706 に、信号 518 は図 28 の 2718 に、信号 520 は図 28 の 2720 に、信号 516 は図 28 の 2716 に相当する。

ここで、図 27 の送信装置 2600において、図 34A、図 34B のフレーム構成で、キャリア 1、キャリア j において、変調信号 A、変調信号 B ともに

QPSK変調で信号を送信したときを例に説明する。

変調信号Aで2ビット、変調信号Bで2ビットの計4ビットが送信可能である。つまり、0000, 0001, ..., 1111が送信可能である。ただし、上位2ビットは変調信号Aで送信された2ビット、下位2ビットは変調信号Bで送信された2ビットとする。

ここでは、図28の復調部2721の動作について説明する。

復調部2721は、時間*i*において、変調信号Aの伝送路推定信号群2708のキャリア1の成分、変調信号Bの伝送路推定信号群2710のキャリア1の成分を用いて、0000, 0001, ..., 1111の16個の信号点の10 I-Q平面における信号点を求める。そのときの状態が図14の16個の信号点1302に相当する。

そして、フーリエ変換後の信号2706のキャリア1の成分から、I-Q平面における受信状態が求まる。そのときの状態が図14の信号点1301に相当する。

15 次に、図14に示すすべての信号点1302と信号点1301とのI-Q平面における例えば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値X0000(i)を求め、同様に送信ビット0001、..., 1111の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値X0001(i)、..., X1111(i)を求める。

同様に、図34A、図34Bの時間*i*において、変調信号Aの伝送路推定信号群2718のキャリア1の成分、変調信号Bの伝送路推定信号群2720のキャリア1の成分を用いて、0000, 0001, ..., 1111の16個の信号点のI-Q平面における信号点を求める。そのときの状態が図14の16個の信号点1302に相当する。

そして、フーリエ変換後の信号2716のキャリア1の成分から、I-Q平面における受信状態が求まる。そのときの状態が図14の信号点1301に相

当する。

次に、図14に示すすべての信号点1302と信号点1301とのI-Q平面における例えば距離の2乗値を計算する。すなわち、送信ビット0000の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値 $Y_{0000}$  (i) を求め、  
5 同様に送信ビット0001、……、1111の信号点1302と信号点1301との距離の2乗値 $Y_{0001}$  (i) 、……、 $Y_{1111}$  (i) を求める。

そして、 $X_{0000}$  (i) と $Y_{0000}$  (i) の和 $Z_{0000}$  (i) = $X_{0000}$  (i) + $Y_{0000}$  (i) を求める。同様に、 $Z_{0001}$  (i) 、……、  
10  $Z_{1111}$  (i) を求める。

ここで、時間iでの判定を行う際、電波伝搬環境の推定は、例えば、図34A、図34Bの時間i-1の電波伝搬環境推定シンボル2801のキャリア1、キャリアjのシンボルを用いて行う。

次に、時間iのキャリア1とキャリアjの受信データの確からしさの比較を行なう。

例えば、キャリア1の $Z_{0000}$  (i) 、 $Z_{0001}$  (i) 、……、 $Z_{1111}$  (i) の中から、最も小さい値を探索する。その値をF (i) とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS (i) とする。

同様に、キャリアjの $Z_{0000}$  (i) 、 $Z_{0001}$  (i) 、……、 $Z_{1111}$  (i) の中から、最も小さい値を探索する。その値をF (i) とする。そして、2番目に小さい値を探索する。その値をS (i) とする。

そして、例えば、キャリア1の $R$  (i) = $F$  (i) / $S$  (i) 、および、キャリアjの $R$  (i) = $F$  (i) / $S$  (i) を求める。

キャリアjの $R$  (i) >キャリア1の $R$  (i) のとき、キャリア1の方が受信品質がよいと判断し、キャリア1のF (i) を与える4ビットを正しいデータと判断する。そして、キャリア1およびキャリアjに変調信号Aで送信されたデータ2ビットとキャリア1の変調信号Bで送信されたデータ2ビットが

得られる。そして、変調信号Aで送信された2ビットが判定されているのを利用し、キャリアjの変調信号Bで送信された2ビットを判定する。

例えば、変調信号Aで送信された2ビットが00であるならば、キャリアjのZ0000 (i)、Z0001 (i)、Z0010 (i)、Z0011 (i)の中から最も小さくなるものを探索し、キャリアjの変調信号Bで送信された2ビットを判定する。同様に、変調信号Aで送信された2ビットが01であるならば、キャリアjのZ0100 (i)、Z0101 (i)、Z0110 (i)、Z0111 (i)の中から最も小さくなるものを探索し、キャリアjの変調信号Bで送信された2ビットを判定する。変調信号Aで送信された2ビットが10、11のときも同様にして、キャリアjの変調信号Bで送信された2ビットを判定する。

キャリア1のR (i) > キャリアjのR (i) のとき、キャリアjの方が受信品質がよいと判断し、キャリアjのF (i) を与える4ビットを正しいデータと判断し、キャリア1およびキャリアjの変調信号Aで送信されたデータ2ビットとキャリアjの変調信号Bで送信されたデータ2ビットが得られる。

そして、変調信号Aで送信された2ビットが判定されているのを利用し、キャリア1の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。例えば、変調信号Aで送信された2ビットが00であるならば、キャリア1のZ0000 (i)、Z0001 (i)、Z0010 (i)、Z0011 (i)の中から最も小さくなるものを探索し、キャリア1の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。同様に、変調信号Aで送信された2ビットが01であるならば、キャリア1のZ0100 (i)、Z0101 (i)、Z0110 (i)、Z0111 (i)の中から最も小さくなるものを探索し、キャリア1の変調信号Bで送信された2ビットを判定する。変調信号Aで送信された2ビットが10、11のときも同様にして、時間iに変調信号Bで送信された2ビットを判定する。

図28の復調部2721の詳細の構成が図8である。図8の動作について説明する。

図8の変調信号A、B復調部608は、上記のように、キャリア1およびキャリアjにおいて変調信号Aで送信したデータを変調信号Aの受信ディジタル信号524として出力する。また、第1の軟判定値信号701として、キャリア1のZ0000(i)、…、Z1111(i)を出力する。また、第5 2の軟判定値信号702としてキャリアjのZ0000(i)、…、Z1111(i)を出力する。そして、キャリア1、キャリアjいずれかの変調信号Bの受信ディジタル信号525-1を出力する。

変調信号B復調部703は、第1の軟判定値信号701であるキャリア1のZ0000(i)、…、Z1111(i)と第2の軟判定値信号702であるキャリアjのZ0000(i)、…、Z1111(i)を入力とし、上記のように、キャリア1とキャリアjの受信品質をもとに、変調信号Bの復調を行い、525-1とは異なるキャリアの変調信号Bの受信ディジタル信号525-2を出力する。

ここでは、時間iのキャリア1、キャリアjの変調信号A、変調信号Bの復調について述べたが、キャリア1、キャリアj以外において同様に符号化している場合についても同様の処理を行うことで、実施が可能である。

図35A、図35Bは、図10Aのフレーム構成をOFDM方式に適応したときのフレーム構成例を示すもので、実施の形態1で説明した図10Aのフレーム構成信号に対する処理と同様の処理を行えば、OFDM方式においても同様に実施することができる。

図36A、図36Bは、図35A、図35Bのフレーム構成が時間方向に符号化されているのに対して、周波数軸方向に符号化したときのフレーム構成である。この図36A、図36Bのフレーム構成信号に対する処理は、実施の形態1で説明した処理及び本実施の形態で説明した処理を融合することで、実施25 することができる。

図37A、図37Bは、図10Bのフレーム構成をOFDM方式に適応したときのフレーム構成例を示すもので、実施の形態1で説明した図10Bのフレ

ーム構成信号に対する処理と同様の処理を行えば、O F DM方式においても同様に実施することができる。

図38A、図38Bは、図37A、図37Bのフレーム構成が時間方向に符号化されているのに対して、周波数軸方向に符号化したときのフレーム構成である。この図38A、図38Bのフレーム構成信号に対する処理は、実施の形態1で説明した処理及び本実施の形態で説明した処理を融合することで、実施することができる。

図39A～図39Cは、図15のフレーム構成をO F DM方式に適応したときのフレーム構成例を示すもので。実施の形態2で説明した図15のフレーム構成信号に対する処理と同様の処理を行えば、O F DM方式においても同様に実施することができる。

図40A～図40Cは、図39A～図39Cのフレーム構成が時間方向に符号化されているのに対して、周波数軸方向に符号化したときのフレーム構成である。この図40A～図40Cのフレーム構成信号に対する処理は、実施の形態2で説明した処理及び本実施の形態で説明した処理を融合することで、実施することができる。

図41A～図41Cは、図16のフレーム構成をO F DM方式に適応したときのフレーム構成例を示すもので、実施の形態2と同様に実施すれば、O F DM方式においても実施することができる。

図42A～図42Cは、図41A～図41Cのフレーム構成が時間方向に符号化されているのに対して、周波数軸方向に符号化したときのフレーム構成である。この図42A～図42Cのフレーム構成信号に対する処理は、実施の形態2で説明した処理及び本実施の形態で説明した処理を融合することで、実施することができる。

図43A～図43Cは、図22のフレーム構成をO F DM方式に適応したときのフレーム構成例を示すもので、実施の形態2と同様に実施すれば、O F DM方式においても実施することができる。

図44A～図44Cは、図43A～図43Cのフレーム構成が時間方向に符号化されているのに対して、周波数軸方向に符号化したときのフレーム構成である。この図44A～図44Cのフレーム構成信号に対する処理は、実施の形態2で説明した処理及び本実施の形態で説明した処理を融合することで、実施5することができる。

図45A～図45Cは、図26のフレーム構成をOFDM方式に適応したときのフレーム構成例を示すもので、実施の形態2と同様に実施すれば、OFDM方式においても実施することができる。

図46A～図46Cは、図45A～図45Cのフレーム構成が時間方向に符号化されているのに対して、周波数軸方向に符号化したときのフレーム構成である。この図46A～図46Cのフレーム構成信号に対する処理は、実施の形態2で説明した処理及び本実施の形態で説明した処理を融合することで、実施することができる。

なお、図35Aと図35B、図36Aと図36B、図39A～図39C、図15.40A～図40C、図43A～図43C、図44A～図44Cにおいて、時間、または、周波数軸において、隣のシンボルと符号化している例で説明したが、これに限ったものではなく、2、3、・・・、nシンボル離れている場合についても同様に実施することができる。

また送信装置の構成は図27の構成、変調部の構成は図5の構成に限ったものではない。また受信装置および復調部の構成は、図8、図28の構成に限つたものではない。

#### (4) 実施の形態4

上述した実施の形態1～3では、各アンテナから送信する変調信号のうち、少なくとも一つの変調信号を、同一のデータを信号点配置の仕方を時間方向又25.は周波数方向で変えて複数回変調することによって形成することを、主に提案した。

この実施の形態では、本発明は、同一のデータの信号点配置の仕方を変えな

くとも、少なくとも一つの変調信号を信号点配置の仕方を時間方向又は周波数方向で変えれば、見通し環境のような場合に効果的であることを説明する。

本実施の形態では、同一データを複数回変調することなく変調信号を形成するので、実施の形態1～3と比較して、データ伝送効率を向上させることができ  
5 きる。

また本実施の形態では、好適な例として、実施の形態1～3の構成に加えて、さらに送信データにインターリープ処理を施し、所定のブロック単位で信号点配置の仕方を変えることを提案する。

図47A、図47Bは、本実施の形態におけるインターリープの適用例を示  
10 している。図47Aは、インターリープ前のデータの順番を示している。図47Bはインターリープ後のデータ配列を示している。図47A、図47Bに示す例では、縦方向に、順次左から右にデータを読み出すことでインターリープを行う。具体的には、データ1、データ101、データ201、データ2、データ102、データ202、・・・、データ100、データ200、データ3  
15 00の順番にデータを並び替える（このデータの並びを、“パターンX”と名付ける）。

図48A～図48Cは、図47Bのように並び替えたデータの信号点配置例を示している。図48A、図48B、図48Cは、変調信号Aと変調信号Bのそれぞれの信号点配置例を示している。

20 ここで、パターンXの1番目から100番目のシンボルのI-Q平面における信号点配置を変調信号A、Bそれぞれ図48Aのようにするものとする。このとき、信号点とI軸とで形成される位相は変調信号A、Bいずれも45度であるものとする。

パターンXの101番目から200番目のシンボルのI-Q平面における信号点配置を変調信号A、Bそれぞれ図48Bのようにするものとする。このとき、信号点とI軸とで形成される位相は、変調信号Aでは45度、変調信号Bでは0度であるものとする。

パターンXの201番目から300番目のシンボルのI-Q平面における信号点配置を変調信号A、Bそれぞれ図48Cのようにするものとする。このとき、信号点とI軸とで形成される位相は、変調信号Aでは45度、変調信号Bでは $45 + 10$ 度であるものとする。

5 本実施の形態では、300シンボルを3つに分けた場合について説明したが、300シンボルをm個に分割した場合、変調信号Aの信号点とI軸とで構成する位相は45度と固定であり、変調信号Bの信号点とI軸とで構成する位相は45度、0度、 $45 + 10$ 度、10度、・・・、となり変化していく。

つまり、

10 1)  $2n - 1$ 回目の変化の信号点配置における変調信号Bの信号点とI軸とで構成する位相は、 $10n - 10$ 度  
2)  $2n$ 回目の変化の信号点配置における変調信号Bの信号点とI軸とで構成する位相は、 $45 + 10n$ 度  
とする。ただし、 $n = 1, 2, \dots$ とする。

15 このように、本実施の形態では、所定のブロック単位で信号点配置の仕方を変化させる。これにより、信号点配置の仕方でインターリーブを行った効果が得られるので、時間ダイバーシチゲインを得ることができる。この理由については、受信装置の動作において説明する。

図4との対応部分に同一符号を付して示す図49に、本実施の形態における送信装置の構成例を示す。符号化部4802は、送信ディジタル信号4801を入力とし、送信ディジタル信号4801に対して例えば重み込み符号、ターボ符号、LDPC (Low Density Parity Check) などで符号化を施し、符号化後のディジタル信号4803を出力する。

20 インターリーブ部4804は、符号化後のディジタル信号4803、フレーム構成信号324を入力とし、符号化後のディジタル信号4803に対して例えば図47A、図47Cで示すようにインターリーブを施し、インターリーブ後のディジタル信号4805を出力する。

変調部 304 は、インターリープ後のデジタル信号 4805、フレーム構成信号 324 を入力とし、送信直交ベースバンド信号 305 を出力する。変調部 304 の詳細構成は、図 50 のとおりである。

図 50において、マッピング部 4902 は、インターリープ後のデジタル信号 4901、フレーム構成信号 4906 を入力とし、インターリープ後のデジタル信号 4901 に対して例えば図 48A のような信号点配置に従って QPSK 変調を施し、直交ベースバンド信号 4903 を出力する。

信号処理部（回転演算部）4904 は、直交ベースバンド信号 4903、フレーム構成信号 4906 を入力とし、上述したように、所定のブロック単位で異なる信号点配置となるように位相回転を施し、位相回転後の直交ベースバンド信号 4905 を出力する。

図 49 の符号化部 4807、インターリープ部 4809 は、上述した動作と同様の動作を行う。変調部 314 は、インターリープ後のデジタル信号を入力とし、QPSK 変調を施し、送信直交ベースバンド信号 315 を出力する。このとき、変調部 314 は、図 48A のように変調信号 B については、信号点配置を変化させないので、変調部 304 とは異なり、図 50 の信号処理部（回転演算部）4904 を有しなくてもよい。

図 51 は、本実施の形態における受信装置の構成の一例を示しており、図 6 と同様に動作するものについては、同一符号を付した。

MLD (Maximum Likelihood Detection) 部 523 は、候補信号点と、受信ベースバンド信号とのユークリッド距離を求ることで、プランチメトリックを求め、変調信号 A の軟判定値 5001、および、変調信号 B の軟判定値 5002 を出力する。

デインターリープ部 5003 は、変調信号 A の軟判定値 5001 を入力とし、これをデインターリープし、デインターリープ後の変調信号 A の軟判定値 5004 を出力する。復号部 5005 は、デインターリープ後の変調信号 A の軟判定値 5004 を入力とし、これを軟判定復号し、変調信号 A の受信デジタル

信号5006を出力する。

同様に、デインターリープ部 5007 は、変調信号 B の軟判定値 5002 を  
入力とし、これをデインターリープし、デインターリープ後の変調信号 B の軟  
判定値 5008 を出力する。復号部 5009 は、デインターリープ後の変調信  
号 B の軟判定値 5008 を入力とし、これを軟判定復号し、変調信号 B の受信  
5 ディジタル信号 5010 を出力する。

ところで、見通しの伝搬環境について考える。このとき、(1)式におけるチャネル行列は、直接波成分のチャネル要素  $h_{11,d}, h_{12,d}, h_{21,d}, h_{22,d}$  と散乱波成分のチャネル要素  $h_{11,s}, h_{12,s}, h_{21,s}, h_{22,s}$  に分けて考えることができ、次式のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} Rx_1 \\ Rx_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \rho_d & \begin{pmatrix} h_{11,d} & h_{12,d} \\ h_{21,d} & h_{22,d} \end{pmatrix} \\ \hline \rho_r & \begin{pmatrix} h_{11,s} & h_{12,s} \\ h_{21,s} & h_{22,s} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Tx_a \\ Tx_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad \dots \dots (14)$$

直接波のチャネル要素は、定常の状態に陥ると、その状態に応じて受信電界強度が同一であっても全く異なる受信品質を示すことが知られている（例えば、文献“ライスフェージングにおけるMIMOシステムの解析”電子情報通信学会、信学技報RCS2003-90、pp. 1-6、2003年7月を参照）。特に、直接波が支配的な見通し環境では、変調信号間でインターリーブパターンを異なるようにしたことの効果が十分に現れないような定常状態になる可能性がある。このような状態に陥ると、受信電界強度が十分とれても、良好な誤り率特性を得られないと考えられる。これは、受信電界強度が十分ではあっても、(14)式の直接波の行列の状態によっては、受信品質が悪くなる場合が発生するためである。

本実施の形態では、少なくとも一つの変調信号の信号点配置の仕方を変えるようにしたので、上述した受信品質の劣化を改善することができる。特に、疊み込み符号などを用い、受信装置において軟判定を行う場合に好適である。その装置構成及び動作については、上述のとおりである。以下では、上述のような構成を採用した場合、受信品質が改善する理由について詳しく説明する。

図52A、図52Bにおいて、符号5101は、変調信号A、Bの合成信号を受信したときの信号点であり、図48A～図48Cのように変調信号A、BいずれもQPSKの場合は、図52A、図52Bのように16個の候補信号点が存在することになる。図52A、図52Bにおいて、符号5102は、仮に5変調信号Aのみ受信したときの仮想信号点を示す。実際は、変調信号A、Bが同時に送信されているため、5102の4点が候補信号点となることはない。

ここで、図48Aのような変調信号が送信された場合、受信装置において、図52Aのような信号点配置であったとする。このとき、最小ユークリッド距離に着目すると、非常に小さいところが存在する。

10 直接波が支配的な環境では、図48Aの状態で変調信号Aと変調信号Bを送信すると、この状態で受信しつづけることになり、この状態で軟判定復号を行うと、品質の良いデータを得ることができない。

これを回避するために、本実施の形態では、例えば、変調信号Bを、図48Bのように図48Aの配置に対し-45度回転させ、また、図48Cのように15図48Aの配置に対し10度回転させる。すると、例えば、図48Bのように送信した場合、受信信号点は図52Bのような信号点配置となり、最小ユークリッド距離は大きくなり受信品質を良くすることができる。このように、変調信号Bにさまざまな位相回転を与えると、直接波が支配的な環境において、さまざまなユークリッド距離となるため、ダイバーシチ効果と同様の効果を得る20ことができる。これにより、受信データの品質を改善することができる。

以上のように、本実施の形態においては、少なくとも一つの変調信号は、時間方向に信号点配置の仕方を変えて形成したことにより、時間ダイバーシチ効果を得ることができ、誤り率特性の向上した受信データを得ることができるようになる。

25 加えて、インターリープのブロックごとに信号点配置の仕方を変えるようにしたことにより、インターリープとの相乗効果により、受信側で候補信号点と受信点のユークリッド距離が極端に小さくなることを回避できるので、一段と

誤り率特性の向上した受信データを得ることができる。

なお、変調信号Bの信号点配置を回転させる角度は上述したものに限ったものではない。ただし、回転角を90度、180度、270度の回転角のみで構成しても、受信した信号の候補信号点配置が変わらないため、効果は得られない。回転角は0度から45度または-45度から0度によって構成することで一般性は成立し、この範囲内に定めると送信装置4800の回転演算部4904、受信装置5000のMLD部523の構成を簡略化することができる。

また、上述した説明では、変調信号Bのみ回転させたが、変調信号Aを回転させても同様に実施することができる。しかし、両方の変調信号を回転させても、一方のみを回転させても、受信品質の改善効果は大きく変わらない。したがって、送信装置4800の回転演算部4904、受信装置5000のMLD部523の構成を簡略化することを考えると、一方の変調信号のみ回転させる方がよい。

次に、上述したのと異なる送信方法について説明する。

図53A、図53Bのように、変調信号Bにおいて、時間Tにおける信号点配置に対し、時間T+iでは、時間Tにおける信号点配置に対し $\theta_i$ 度回転させる。因みに、ここでは変調信号Aに対しては、回転を与えないものを例として考える。図53A、図53Bでは、変調信号Bにおいて、時間iの信号点配置と時間i+1の信号点配置の関係を示しており、 $\theta_i - \theta_{i-1} = 10$ 度としている。

このように送信することで、上述と同様に、直接波が支配的な環境において、受信信号点と候補信号点とのユークリッド距離がさまざまな値をとるため、ダイバーシチ効果と同様の効果を得ることができる。これにより、受信データの誤り率特性を向上させることができる。

また、ここで挙げた例のように、時間iの信号点配置と時間i+1の信号点配置の関係を $\theta_i - \theta_{i-1} = 10$ 度という固定値にすると送信装置4800の回転演算部4904、受信装置5000のMLD523の演算を簡略化できる

ことになる。

ここで、 $\theta_i - \theta_{i-1}$ についてであるが、0、90、180、270度とすると、受信装置5000のMLD523における候補信号点の位置関係は、時間iと時間*i*+1で変化がなく、受信信号点と候補信号点とのユークリッド距離の関係に変化がないことになる。すると、受信装置5000は、ダイバーシチ効果を得づらく、データの誤り率改善効果が少なくなるので、適した回転角ではない。同様に考えると、 $\theta_i - \theta_{i-1}$ を45、105、225、315度とした場合もダイバーシチ効果を得づらいため、不適切な値である。

因みに、 $\theta_i - \theta_{i-1}$ が0、90、180、270度のときは、受信装置のMLDにおける候補信号点の位置関係は1種類であるが、 $\theta_i - \theta_{i-1}$ が45、105、225、315度のときは2種類となり、このときもダイバーシチ効果を得づらい。つまり、従来の技術のQPSK、 $\pi/4$ シフトQPSKを用いてもあまり大きなダイバーシチ効果は得られない。ただし、全くダイバーシチ効果が無いというわけではない。

適切な値としては、受信信号の候補信号点が複数の信号点配置をとる（複数の最小ユークリッド距離をとる）ように設計するのが望ましい。例えば5度（5度と同様の受信信号の候補信号点配置を与える角度は95、185、275、・・・がある。そして、 $90/5 = 18$ 通りの受信信号の候補信号点配置を与えることになる。）、10度（10度と同様の受信信号の候補信号点配置を与える角度は100、190、280、・・・がある。そして、 $90/10 = 9$ 通りの受信信号の候補信号点配置を与えることになる。）、15度（15度と同様の受信信号の候補信号点配置を与える角度は105、195、285、・・・がある。そして、 $90/15 = 6$ 通りの受信信号の候補信号点配置を与えることになる。）などが考えられる。さらに適した値としては $90/x$ を行い割り切ることができない値である。

上述した説明では、位相回転のみを与える場合について説明したが、送信パワーを切り替えることで、信号点配置の仕方を変えるようにしてもよい。また

送信パワーと位相回転と併用することも可能である。図54A、図54Bに、位相回転と送信パワー切り替えを併用したときの受信信号の候補信号点配置例を示す。併用した場合でも、上述したのと同様に、ユークリッド距離の関係、特に、最小ユークリッド距離を変えることができる。これにより、ダイバーシ

5 チ効果を得ることができ、受信データの誤り率特性を改善することができる。

また一方の変調信号は、符号化を行いかつ位相回転を与え、もう一方の変調信号は符号化を行わない方法が考えられる。このことは、文献"Channel coding with multilevel/phase signals," IEEE Transaction on Information Theory, vol. IT-28, pp.55-67, January 1982 で提案されているトレリス符号化変調を、

10 MIMO システムで実現することに相当する。トレリス符号化変調では、符号化を行うことで信号点の遷移に対し拘束を与えており、これによりユークリッド距離の離れた信号点を遷移するように設計されている。

これと同等の効果を得るためにには、MIMO システムでは回転角を与えることが重要となる。例えば2スロット間で考えた場合、位相を回転すると時間Tと時間T+1で受信した際の信号点配置が変わり、これによりユークリッド距離が異なることになる。したがって、位相回転を与えかつ符号化を行うことは、トレリス符号化変調と同様に、信号点の遷移に対し拘束を与えているということもできる。

なおこの実施の形態では、スペクトル拡散通信を行う場合について説明した

20 がこれに限ったものではなく、拡散部、逆拡散部がない場合、つまり、シングルキャリア方式についても同様に実施することができる。

またOFDMなどのマルチキャリア方式にも同様に適用することができる。この場合、時間方向で位相を回転した変調信号を形成する方法の他に、時間軸方向で信号点配置を変える考え方を周波数軸方向に展開することもできる。具体的には、サブキャリア（キャリア）ごとに異なる信号点配置（例えば回転）を与えることができるようになる。このとき、簡単な構成の一例として、サブキャリアごとに一意の位相回転とする方法が考えられる。つまり、サブキャリ

ア 0 の信号点配置に対し、サブキャリア 1 には  $\theta_1$  、サブキャリア 2 には  $\theta_2$  の位相回転、 . . . 、サブキャリア  $n$  には  $\theta_n$  の位相回転を与える。これにより、サブキャリア方向（周波数方向）にダイバーシチ効果を得ることができるので、時間方向にダイバーシチ効果を得た場合と同様に、受信データの誤り率

5 特性を向上させることができる。

また本実施の形態において、畳み込み符号のほかに、LDPC、ターボ符号などを適用しても同様に実施することができる。

#### （5）実施の形態 5

本実施の形態では、通信相手から、変調信号の受信状態を示すフィードバック情報を受信し、このフィードバック情報に基づいて信号点配置の仕方を変えることを提案する。

図 5 5 に、本実施の形態における基地局の構成例を示す。図 5 5 では、図 4 9 と同様に動作するものについては同一符号を付した。

基地局 5 4 0 0 は、端末から送信された信号を受信アンテナ 5 4 0 1 で受信する。受信装置 5 4 0 3 は、受信アンテナ 5 4 0 1 で受信した受信信号 5 4 0 2 を入力とし、これを復調することにより受信デジタル信号 5 5 0 4 を出力する。

信号点配置決定部 5 4 0 5 は、受信デジタル信号 5 5 0 4 を入力とし、この受信デジタル信号 5 5 0 4 からフィードバック情報を抽出し、さらにフィードバック情報から信号点配置を決定し、信号点配置制御信号 5 4 0 6 を出力する。

変調部 3 0 4 、 3 1 4 は、この信号点配置制御信号 5 4 0 6 に基づいて、信号点配置を行う。

ここで基地局 5 4 0 0 は、変調部 3 0 4 、 3 1 4 によって施した信号点配置の仕方についての情報を端末に通知する。具体的には、基地局 5 4 0 0 は、送信信号中に、変調時に行った信号点配置の仕方についての情報を含める。フィードバック情報、信号点配置の制御方法、端末の動作については、後で詳しく

説明する。

図56に、本実施の形態における通信端末の構成例を示す。図56では、図51と同様に動作するものについては同一符号を付している。

MLD部523は、変調信号Aの伝送路推定信号508、518、変調信号5Bの伝送路推定信号510、520に基づき、受信信号点状況の情報5501を出力する。受信信号点状況の情報5501としては、最小ユークリッド距離や固有値の状況、または、変調信号A、Bの伝送路推定信号などが適しているがこれに限ったものではない。例えば、ACK/NACK情報のように、誤りの有無を示す信号を受信信号点状況の情報5501としてもよい。

10 フィードバック情報生成部5502は、受信信号点状況の情報5501を入力とし、これを基にフィードバック情報5503を出力する。なお、フィードバック情報生成部5502によって、予め基地局5400での信号点配置の仕方を決定し、これをフィードバック情報5503として送信するようにしてもよい。つまり、通信端末5500で信号点配置の仕方を決定してもよい。

15 送信装置5505は、フィードバック情報5503、送信デジタル信号5504を入力とし、これらに対して所定の無線処理を施すことにより送信信号5506を形成して出力する。送信信号5506は、送信アンテナ5507から出力される。

次に、信号点配置の制御方法について説明する。例えば、基地局5400は  
20 図53Aのような変調信号A、Bを送信するものとする。そして、通信端末5500は、これらの変調信号を図52Aのような状態で受信したとする。この状態は、MLD部523から出力された最小ユークリッド距離や固有値の状況、または、変調信号A、Bの伝送路推定信号などの情報である受信信号点状況の情報5501から分かる。そして、最小ユークリッド距離が図52Bのように  
25 大きくなるような信号点配置の仕方を基地局5400又は通信端末5500にて決定し、基地局5400では、決定した信号点配置に従って変調処理を行う。例えば、基地局5400は、信号点配置の仕方を図53Aから図53Bの

ように切り替えて変調を行うようになる。

以上のように、通信相手から、変調信号の受信状態を示すフィードバック情報を受け、フィードバック情報に基づいて信号点配置を変えるようにしたことにより、受信状態に応じて信号点配置の仕方を変えることができるので、一段と最小ユーフリッド距離を大きくすることができ、一段と受信データの誤り率特性を向上させることができる。特に、実施の形態4と同様に、直接波が支配的な環境のとき、大きな効果が得られる。

なおこの実施の形態では、スペクトル拡散通信を行っている場合について説明したがこれに限ったものではなく、拡散部、逆拡散部がない場合、つまり、シングルキャリア方式についても同様に実施することができる。またOFDMなどのマルチキャリア方式についても同様に実施することができる。

また信号点配置の仕方の変更は、位相回転のみではなく、他の実施の形態で説明したように、送信パワーを変更しても同様の効果を得ることができる。このとき、送信パワーのみの変更でもよいし、送信パワーと位相回転の変更を併用してもよい。

また本発明は、例えば、文献“MIMOチャネルにおける固有ビーム空間分割多重（E-SDM）方式”電子情報通信学会、信学技報RCS2002-53、2002年5月にも記載されているような、送信信号をマルチビーム化して送信するMIMOシステムに適用した場合にも、上述したのと同様の効果を得ることができる。

図57に、このようなMIMOシステムの概略構成を示す。送信側では、変調部5701が送信データ系列を入力し、これを変調することにより複数の変調信号を形成する。ここで変調部5701は、上述した実施の形態1～5で説明したように、少なくとも一つの変調信号については、時間方向又は周波数方向で信号点配置の仕方を変えて変調処理を施す。

チャネル解析部5702は、伝搬チャネルの推定結果であるチャネル状態情報に基づいて、多重化チャネルを構成するための複数の送信のチャネルシグネ

チャベクトルを算出する。ベクトル多重化部 5703 は、各々の変調信号に別々のチャネルシグネチャベクトルを掛け合わせて合成し、合成後の信号を送信アレーアンテナ 5704 に送出する。これにより送信アレーアンテナ 5704 からマルチビーム化された信号が送信される。

- 5 受信側では、チャネル解析部 5711 が、伝搬チャネルの推定結果であるチャネル状態情報に基づいて、多重化された変調信号を分離するための複数の受信チャネルシグネチャベクトルを算出する。多重信号分離部 5713 は、受信アレーアンテナ 5712 の受信信号を入力し、各々の受信信号に別々のチャネルシグネチャベクトルを掛け合わせることにより、複数の変調信号が多重された信号を複数の受信変調信号に分離する。信号処理部 5714 は、分離された受信変調信号を復調及び復号することにより受信データを得る。
- 10
- 15

なお、本発明は上記実施の形態 1～5 に限定されず、種々変更して実施することが可能である。例えば、上記実施の形態では、主に、本発明をハードウェアにて実施した場合について説明したが、これに限られるものではなく、ソフトウェアにて実施することも可能である。

例えば、上述した機能を実行するプログラムを予め ROM (Read Only Memory) に格納しておき、そのプログラムを CPU (Central Processor Unit) によって動作させるようにしてもよい。

- 以上説明したように本発明によれば、データ伝送効率の低下を抑制しつつ、優れた受信品質を得ることができる通信装置及び方法を実現できる。
- 20

本明細書は、2003年7月2日出願の特願2003-190683および2004年5月14日出願の特願2004-173224に基づく。その内容はすべてここに含めておく。

- 25 産業上の利用可能性

本発明は、複数のアンテナからそれぞれ異なる変調信号を送信する無線システムに広く適用でき、例えば OFDM-MIMO 通信システムに適用して好適

である。

## 請求の範囲

1. 第1の送信データを変調して第1の変調信号を得る第1の変調手段と、第2の送信データを変調して第2の変調信号を得る第2の変調手段と、前記第1の変調信号を送信する第1のアンテナと、前記第2の変調信号を送信する第2のアンテナとを有し、

前記第1及び前記第2の変調手段のうち少なくとも一方の変調手段は、時間方向で又は周波数方向で信号点配置の仕方を変えて前記送信データを変調する

通信装置。

10 2. 前記第1の変調手段は、前記第1の送信データの同一データを信号点配置の仕方を変えて複数回変調することにより前記第1の変調信号を形成し、

前記第2の変調手段は、信号点配置の仕方を変えずに前記第2の送信データを変調することにより前記第2の変調信号を形成する

15 請求項1に記載の通信装置。

3. 前記第1の変調手段は、同一データから、同一の変調方式でかつ互いに位相差をもった変調信号を前記第1の変調信号として形成する  
請求項2に記載の通信装置。

4. 前記第1の変調手段は、同一データから、互いに45°の位  
20 相差をもつQPSK変調信号を前記第1の変調信号として形成する  
請求項3に記載の通信装置。

5. 前記第1の変調手段は、前記第1の送信データを所定の変調  
方式の信号点位置にマッピングするマッピング部と、マッピングされた信号点  
の位相を前記同一データの送信回数に応じた角度だけ回転させる位相回転部  
25 とを具備する

請求項3又は請求項4に記載の通信装置。

6. 前記第1及び又は前記第2の送信データをインターリープす

るインターリーバを、さらに具備し、

前記第1及び又は前記第2の変調手段は、インターリープ後のデータを時間方向で又は周波数方向で信号点配置の仕方を変えて変調する  
請求項1に記載の通信装置。

5 7. 通信相手から、前記第1及び又は前記第2の変調信号の受信状態を示すフィードバック情報を受信する受信手段を、さらに具備し、

前記第1及び又は前記第2の変調手段は、前記フィードバック情報に基づいて信号点配置の仕方を変える

請求項1に記載の通信装置。

10 8. 第1のアンテナから第1の変調信号を送信すると共に、第2のアンテナから第2の変調信号を送信するにあたって、第1の変調信号又は第2の変調信号のいずれか一方、または第1の変調信号及び第2の変調信号の両方の信号点配置の仕方を、時間方向で又は周波数方向で変える

通信方法。

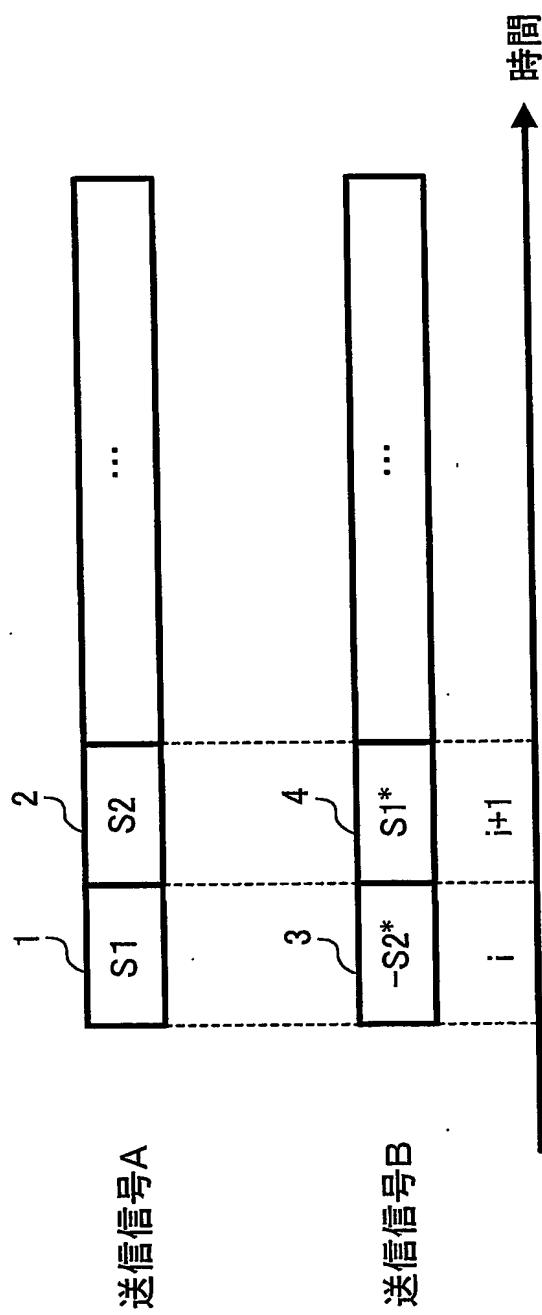


図 1A

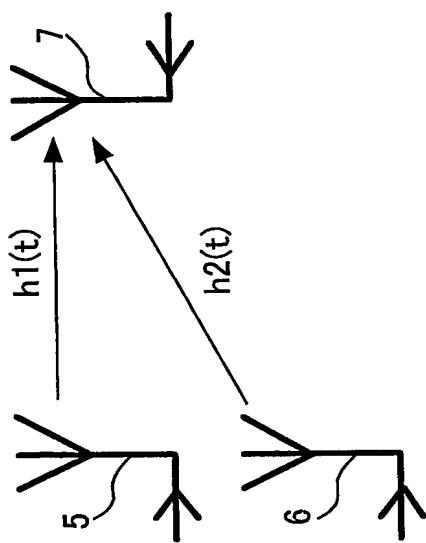


図 1B

(PRIOR ART)

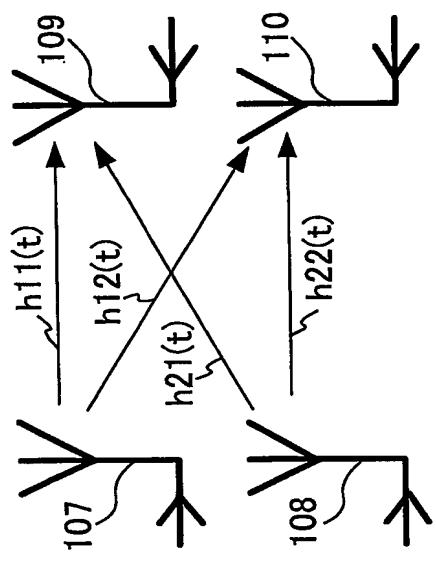
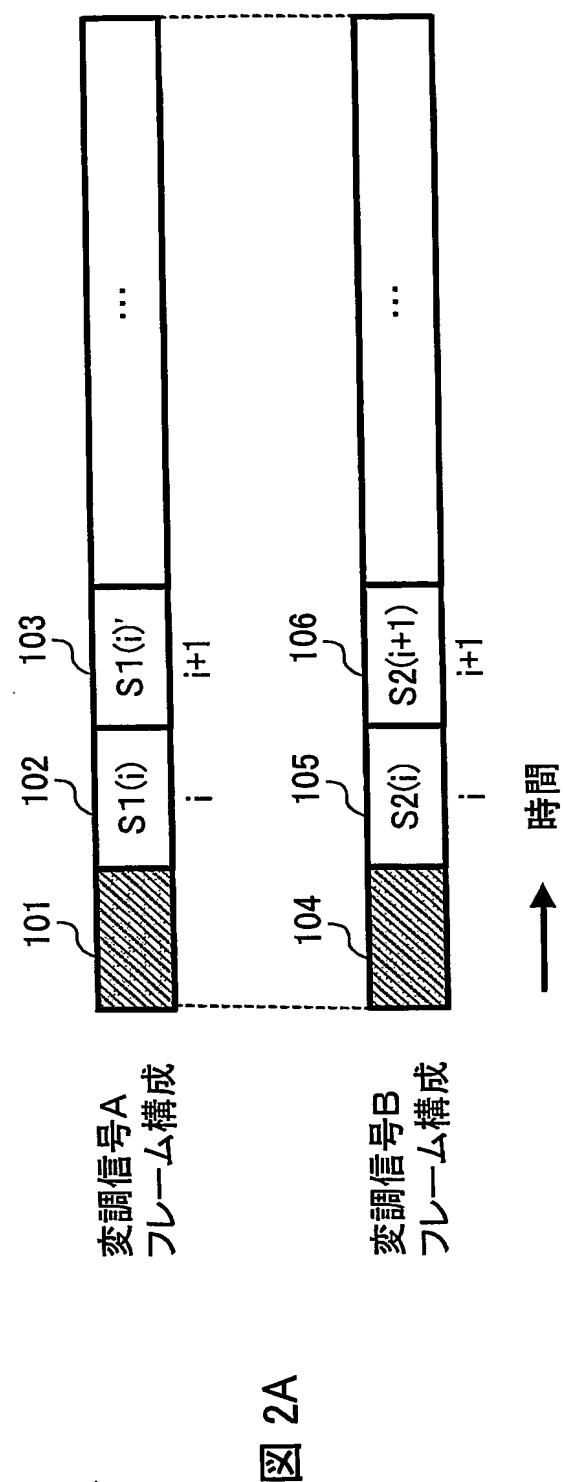


図 2B

(PRIOR ART)

3/56

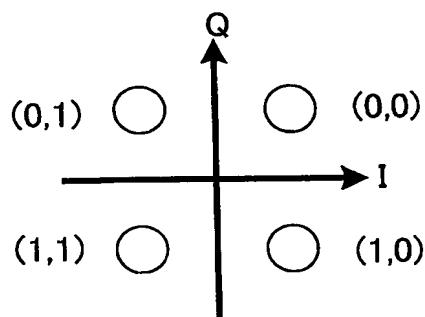


図 3A S1(i)の信号点配置

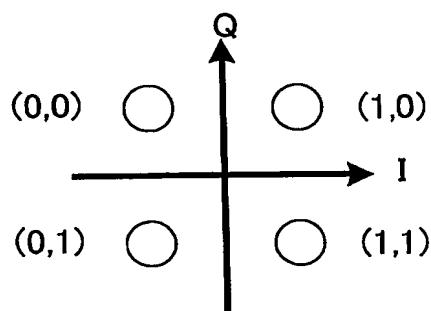


図 3B S1(i)' の信号点配置

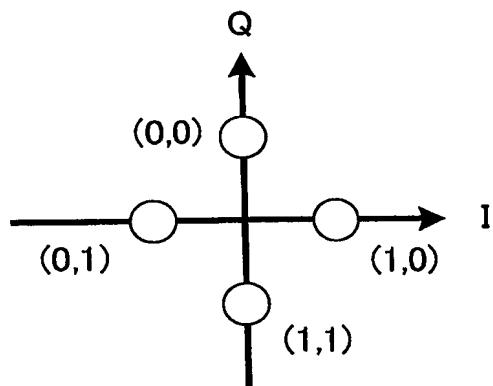


図 3C S1(i)' の信号点配置

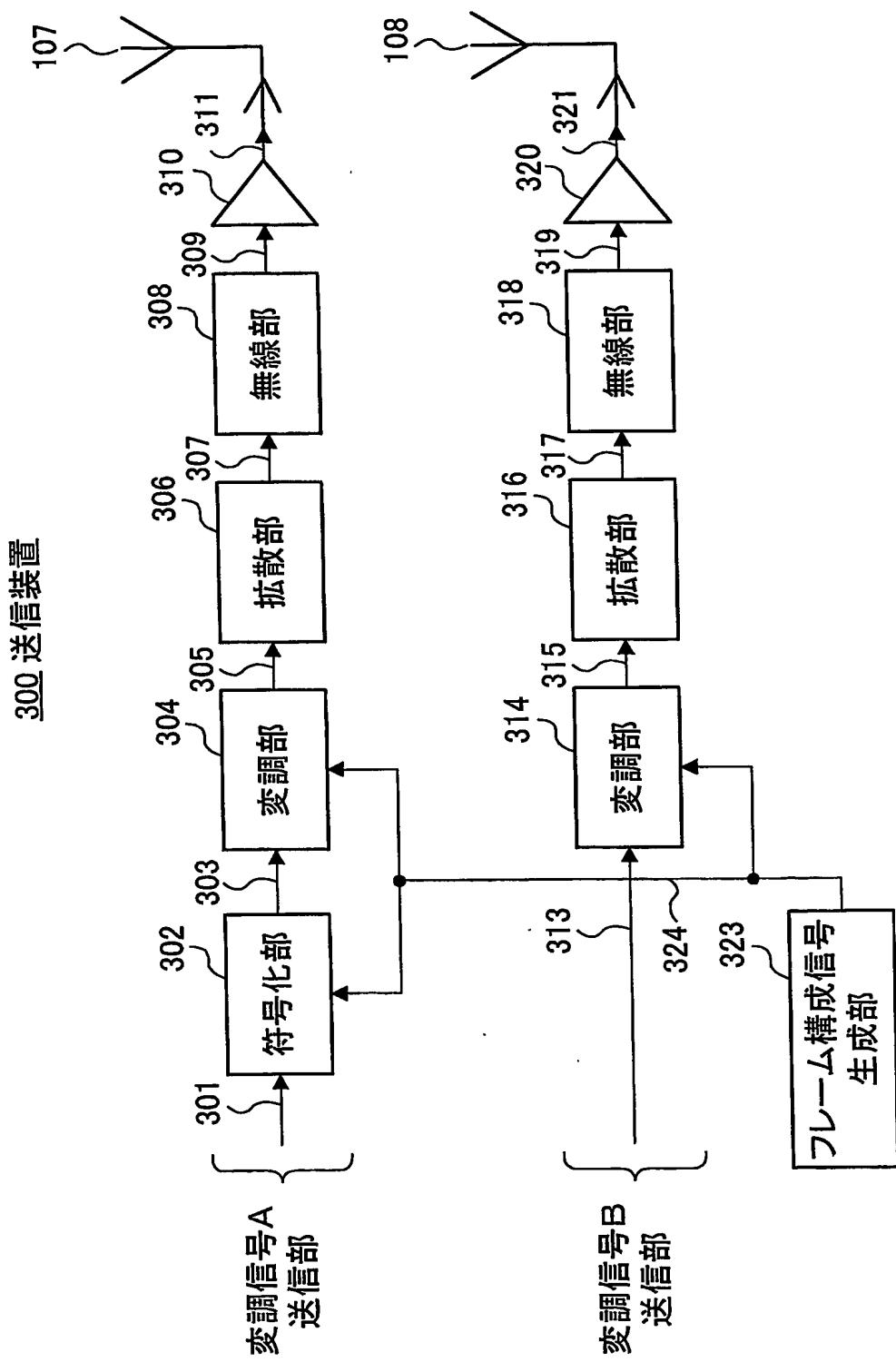
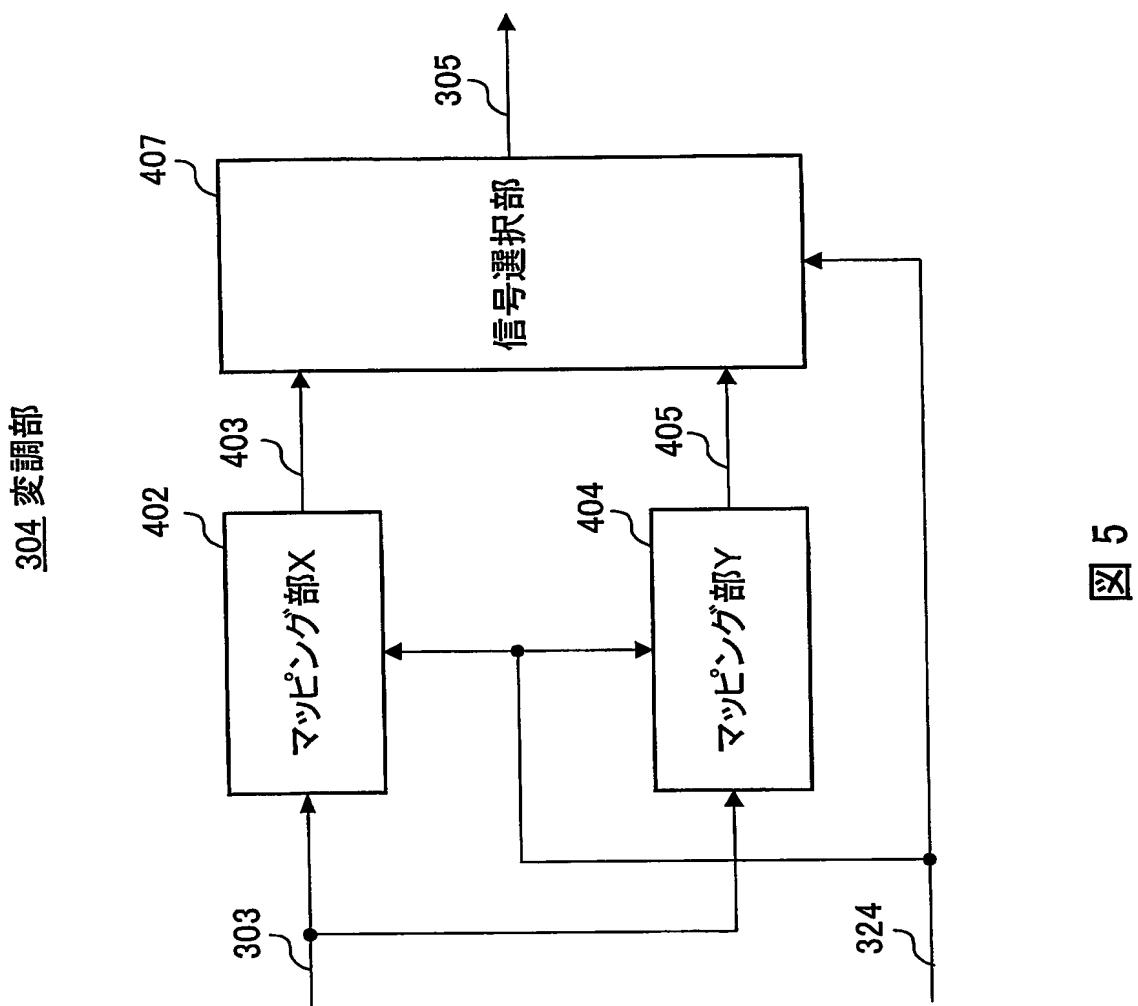


図 4



6/56

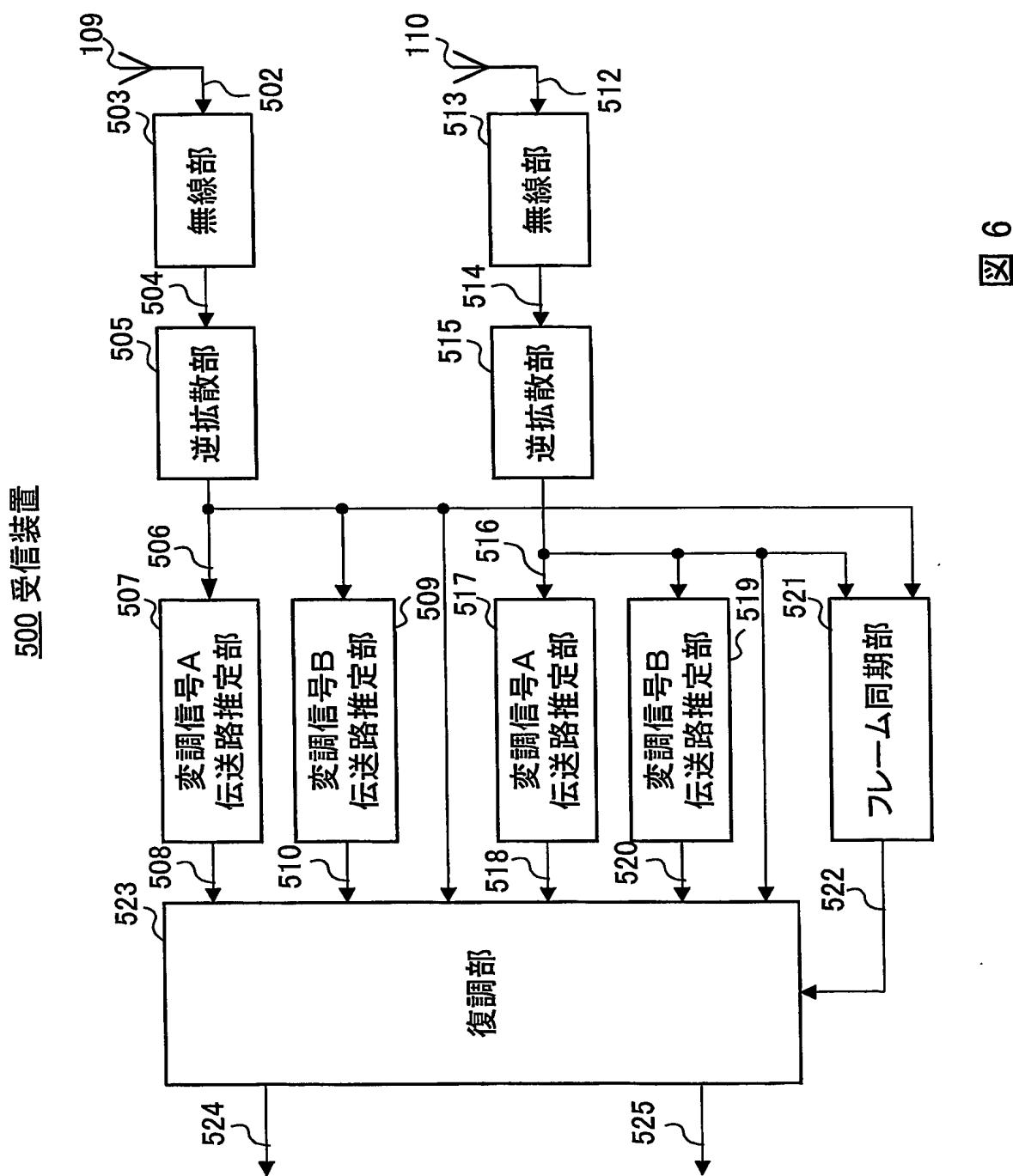
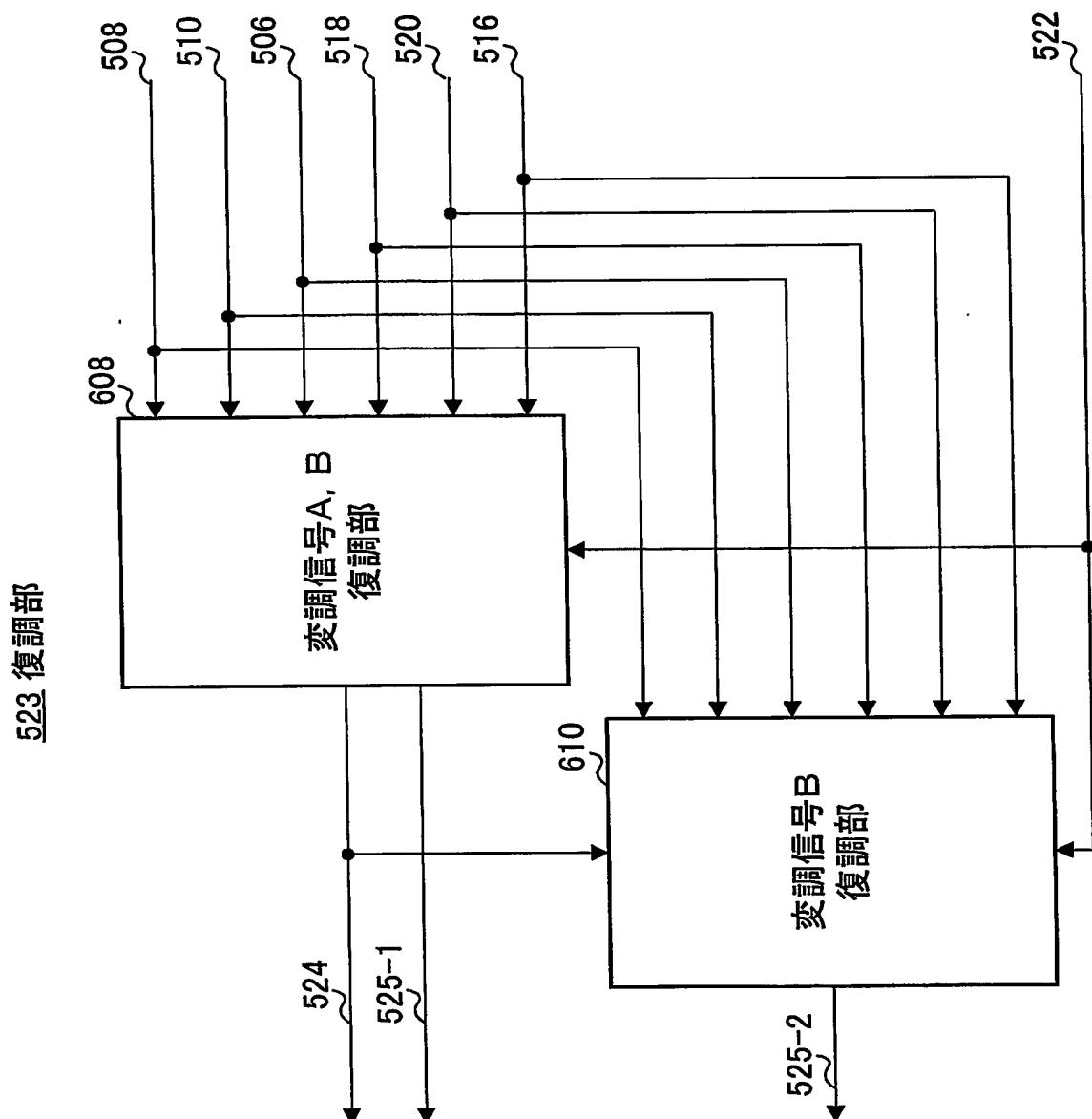
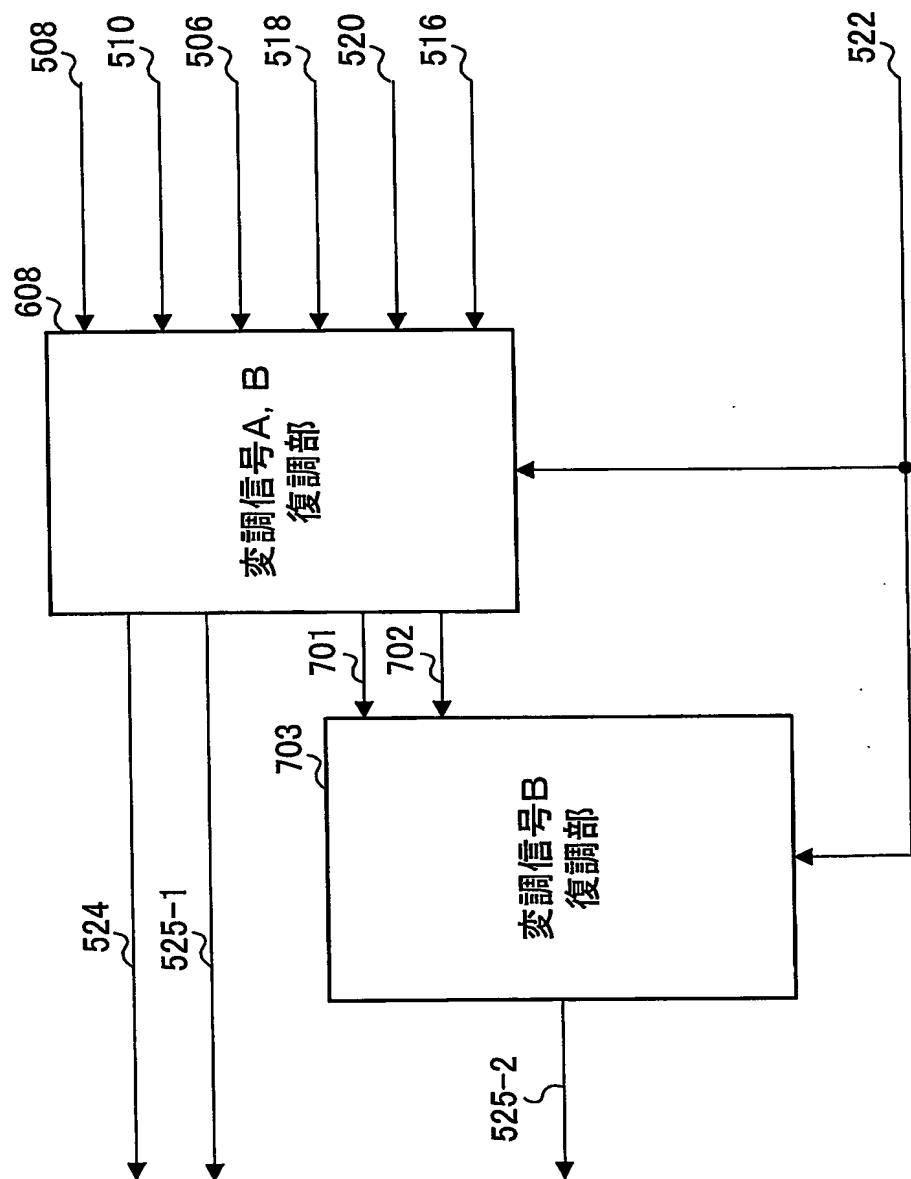


図 6



8/56

## 523 復調部



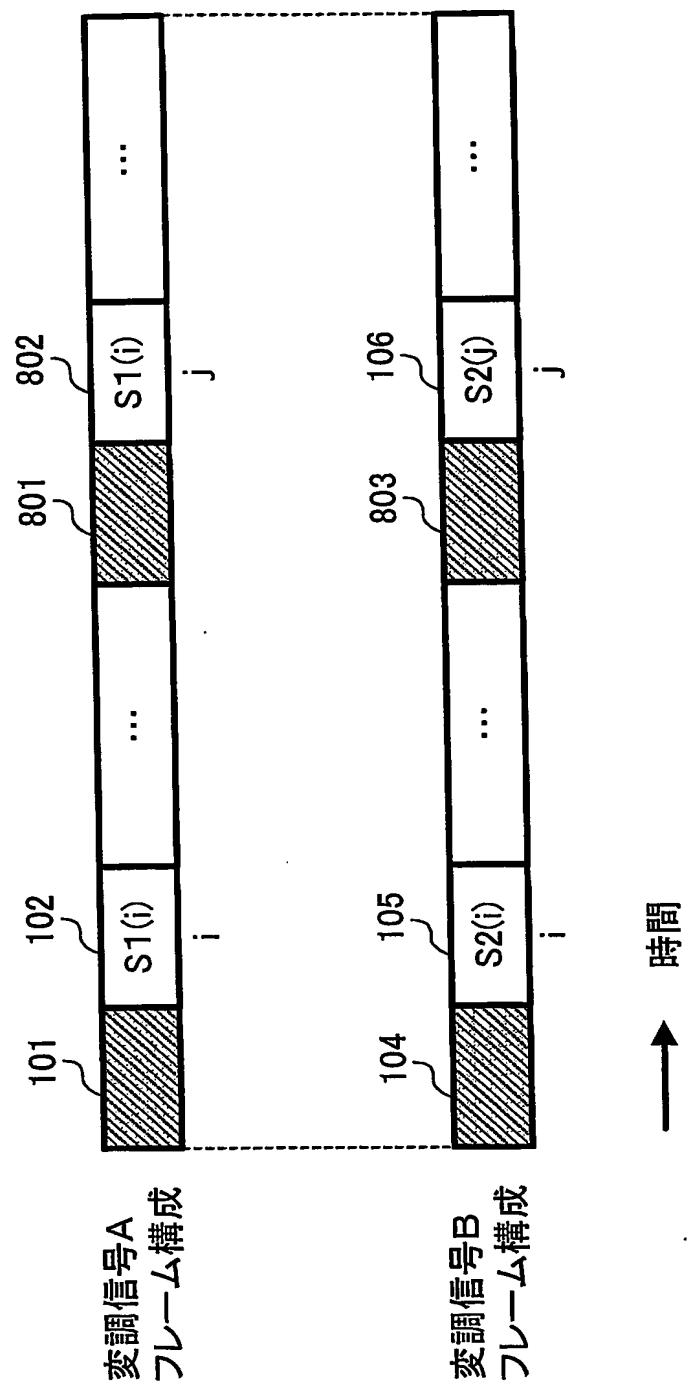
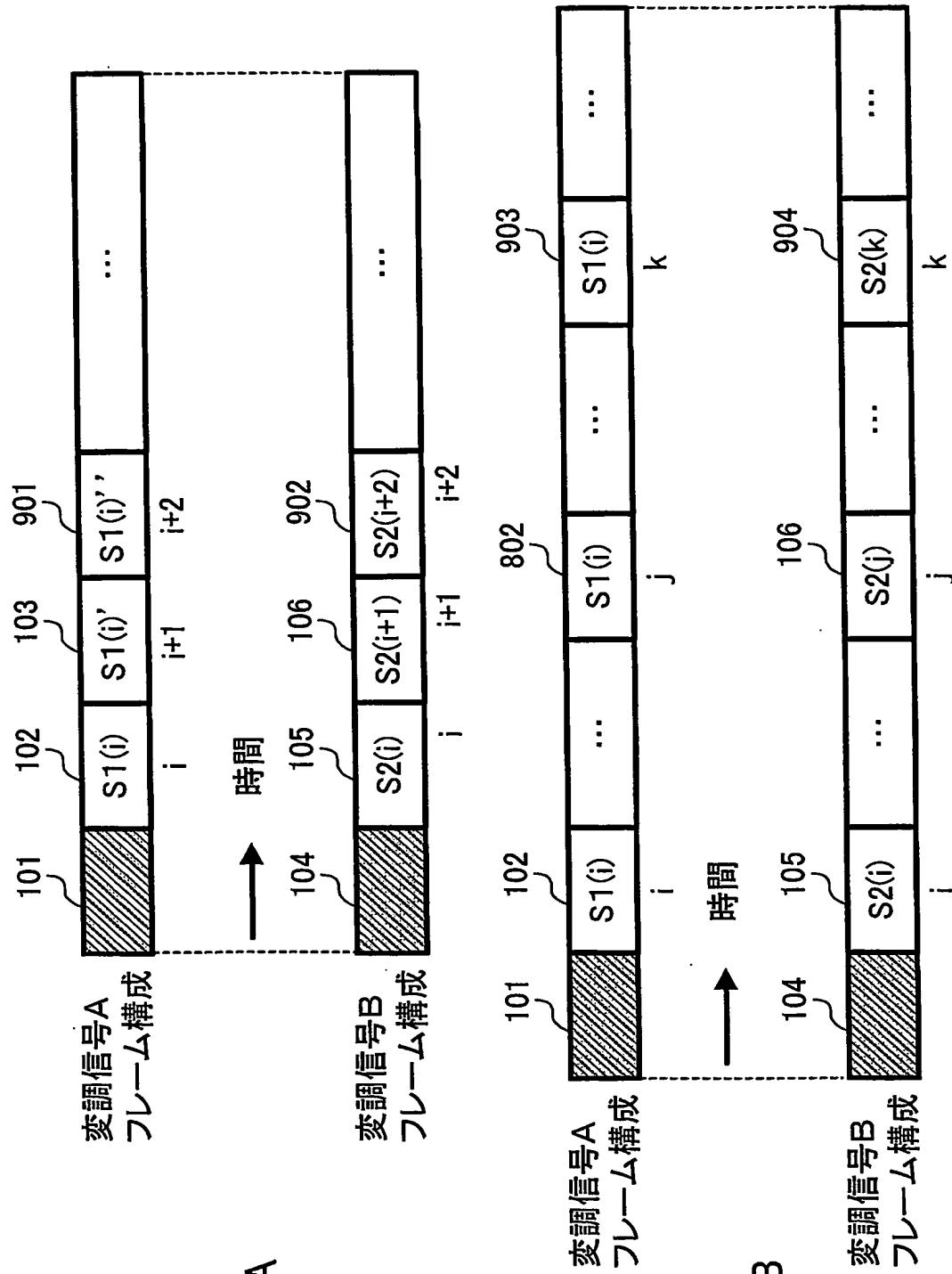


図 9

10/56

図 10A



11/56

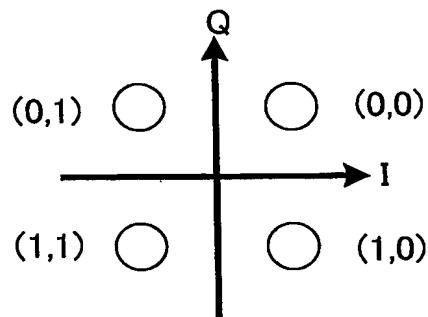


図 11A S1(i)の信号点配置

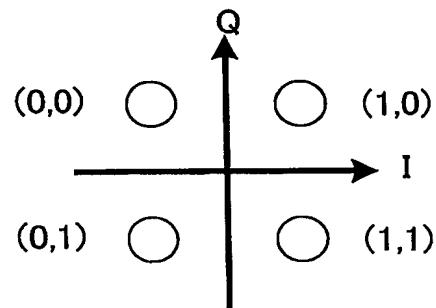


図 11B S1(i)' の信号点配置

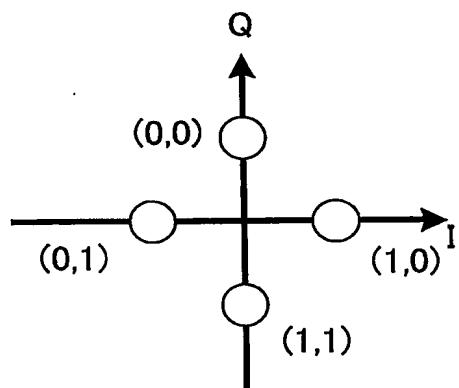


図 11C S1(i)'' の信号点配置

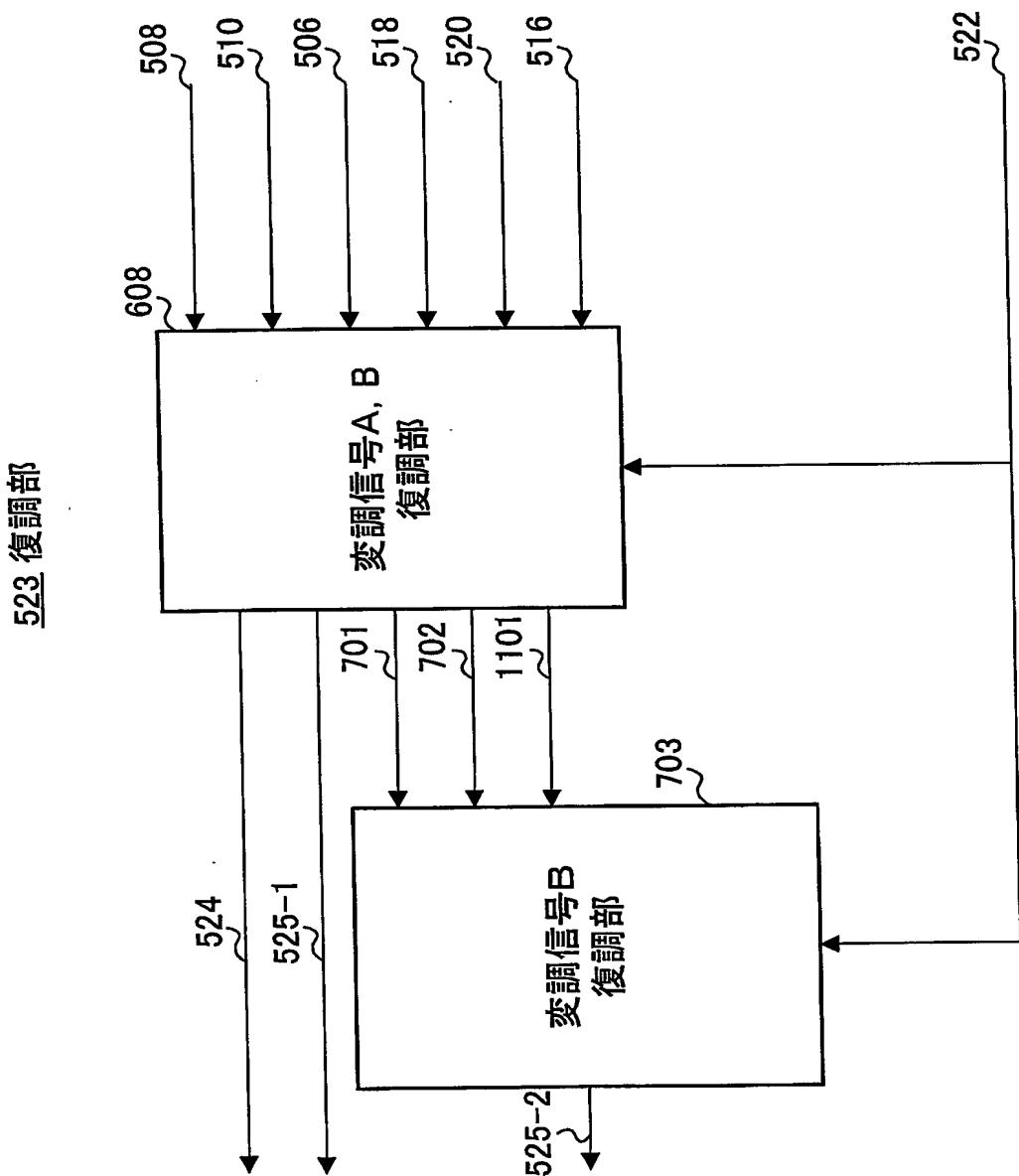


図 12

13/56

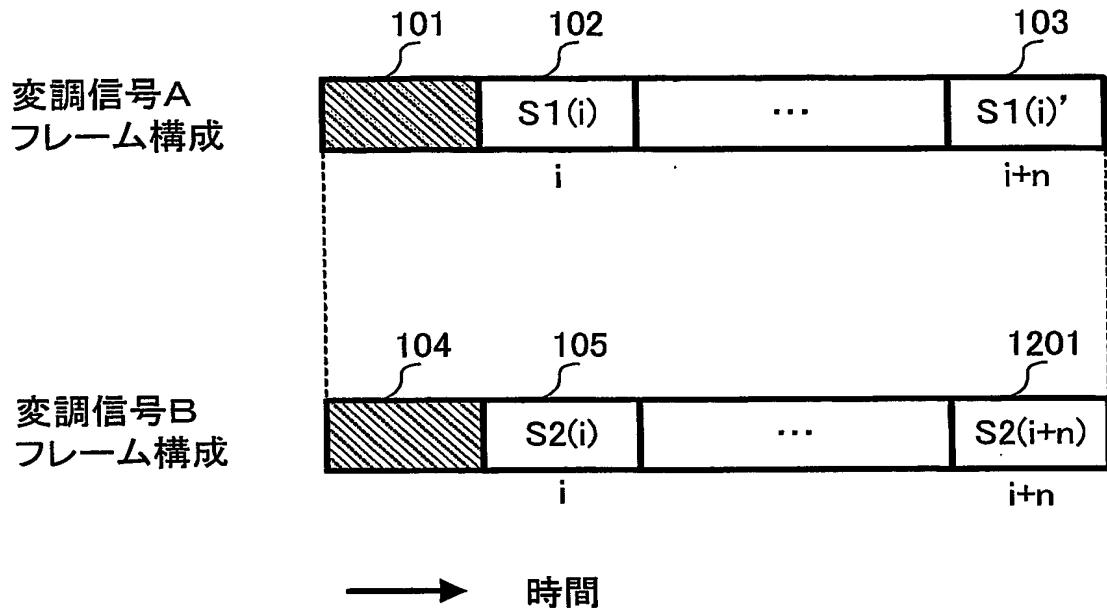


図 13

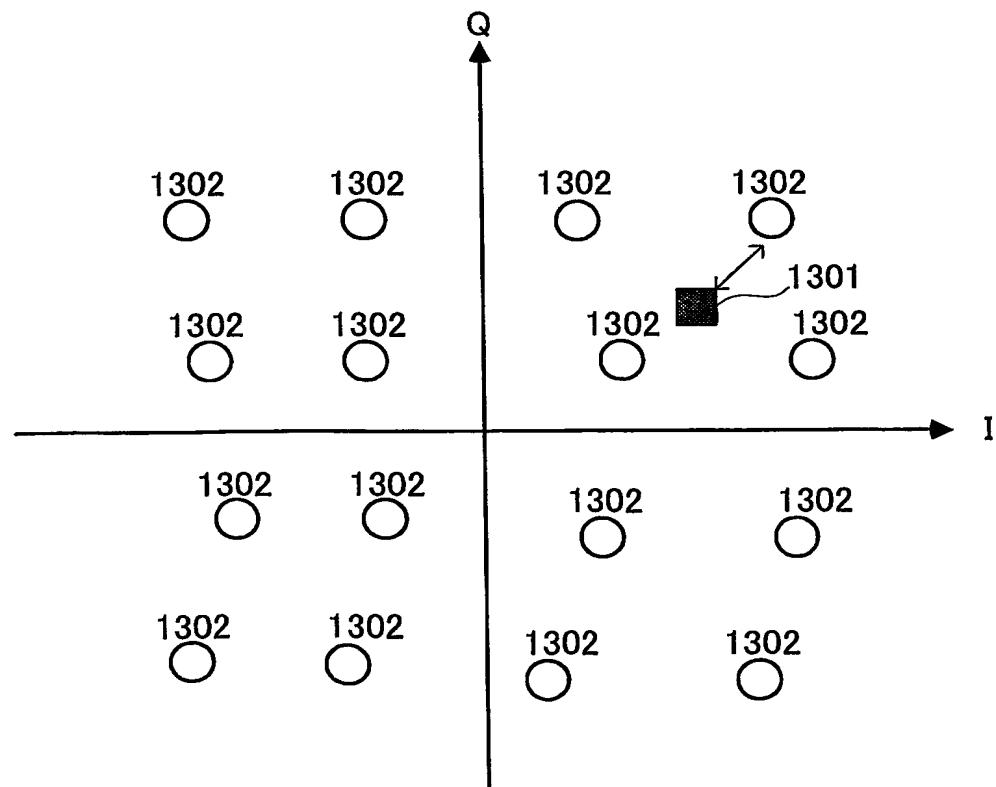


図 14

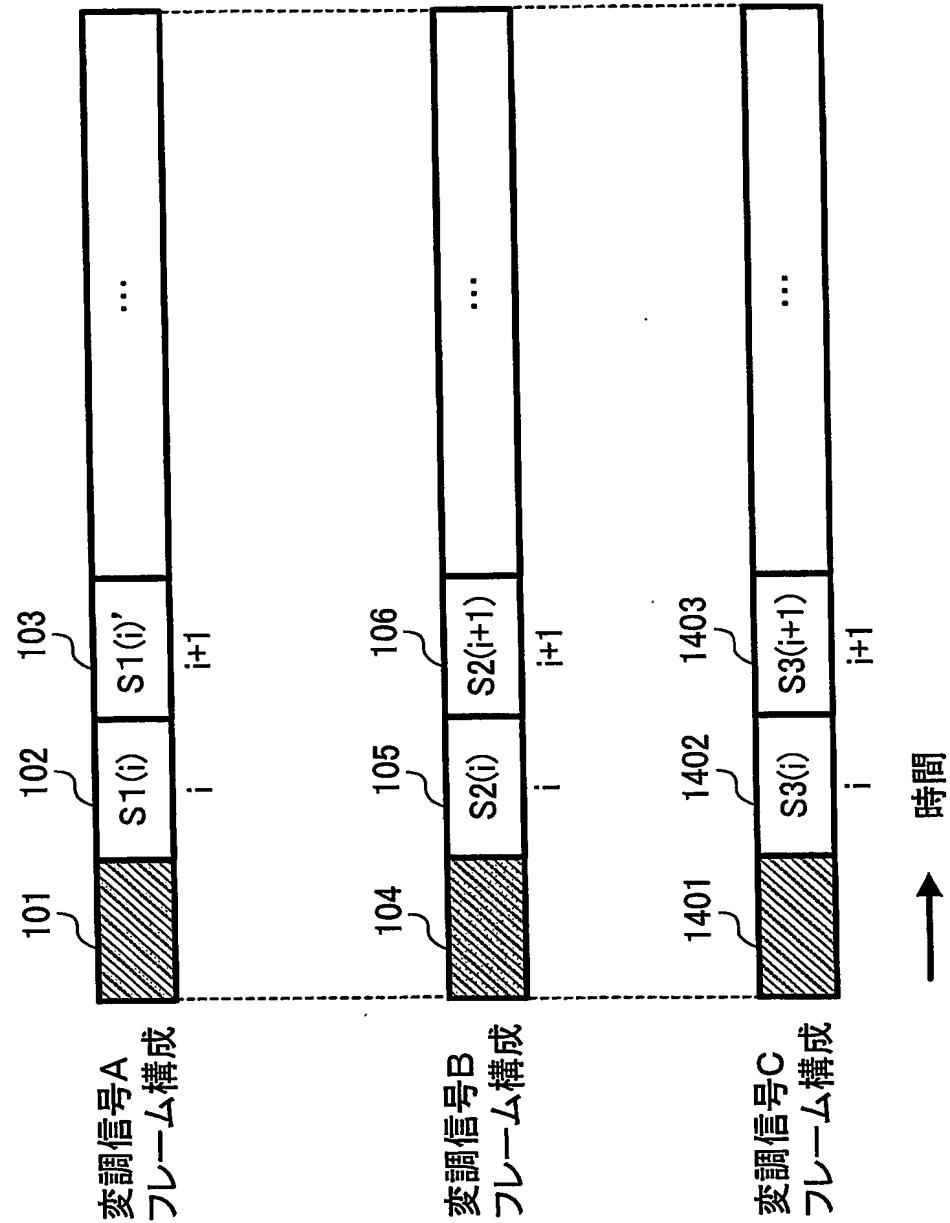


図 15

15/56

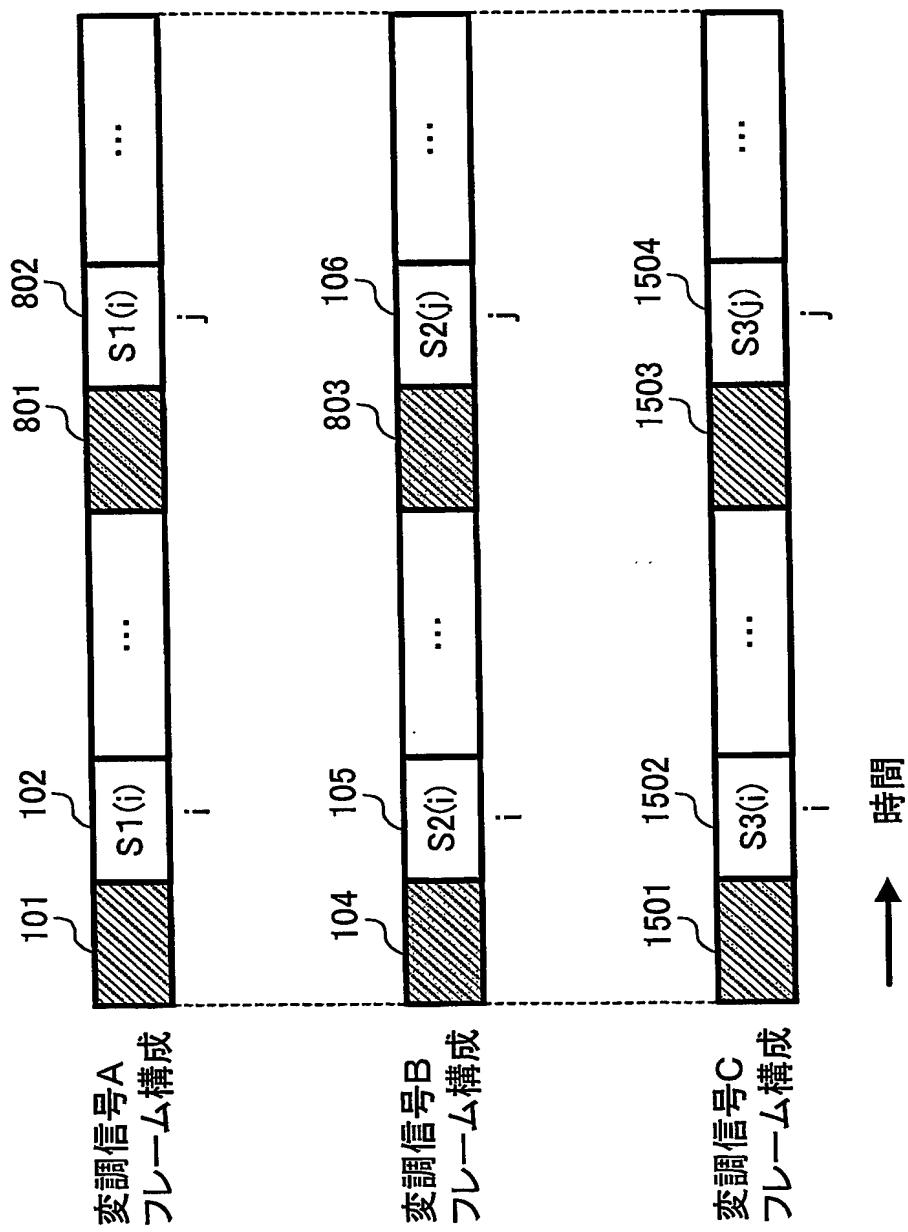


図 16

16/56

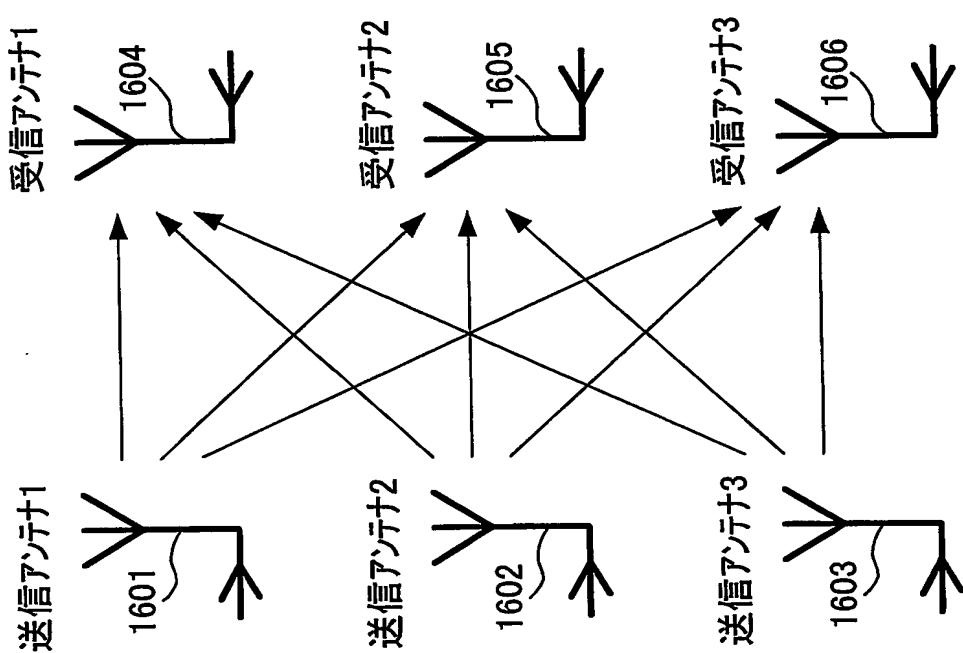


図 17

1700 送信装置

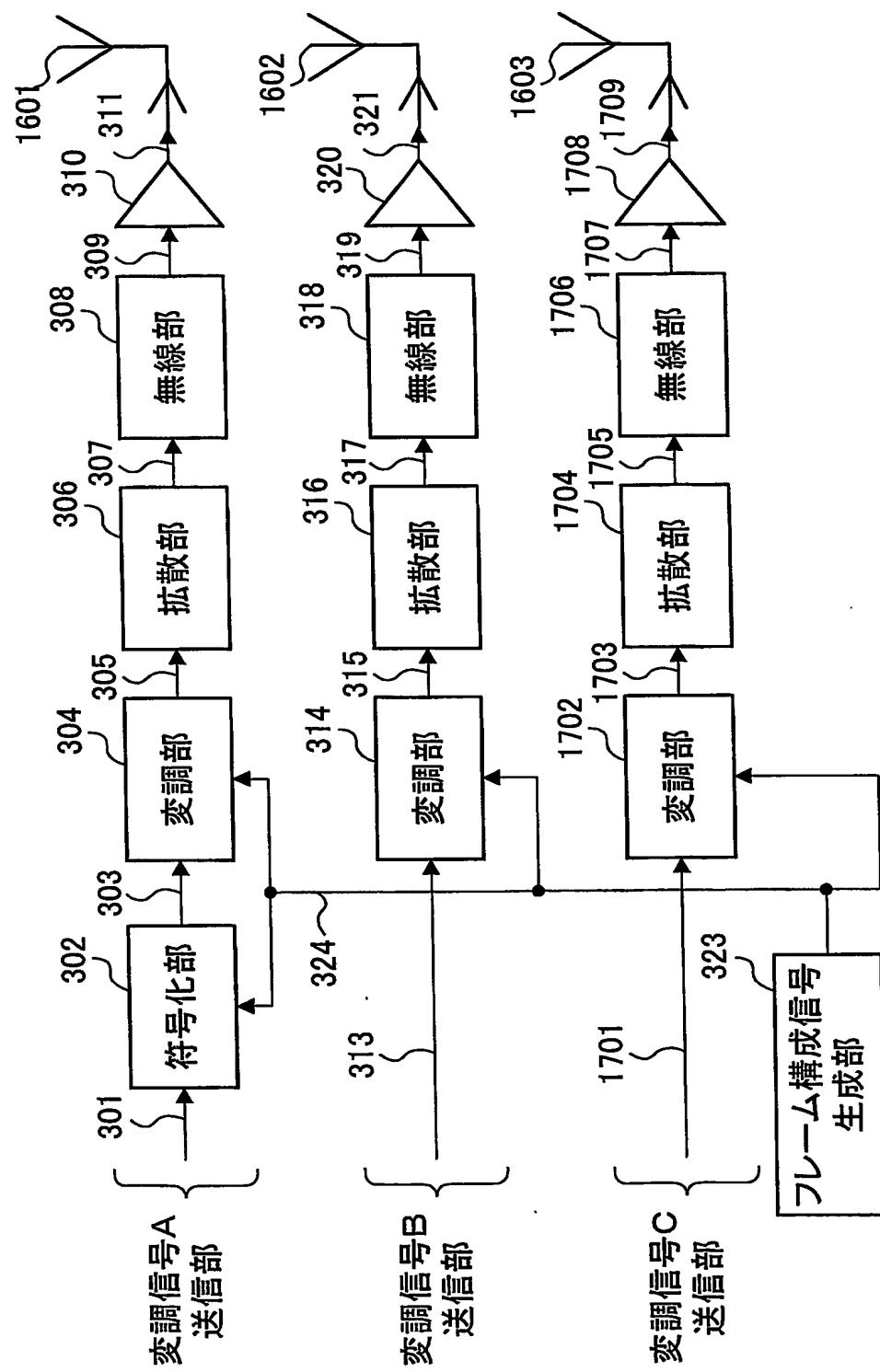


図 18

18/56

## 1800 受信装置

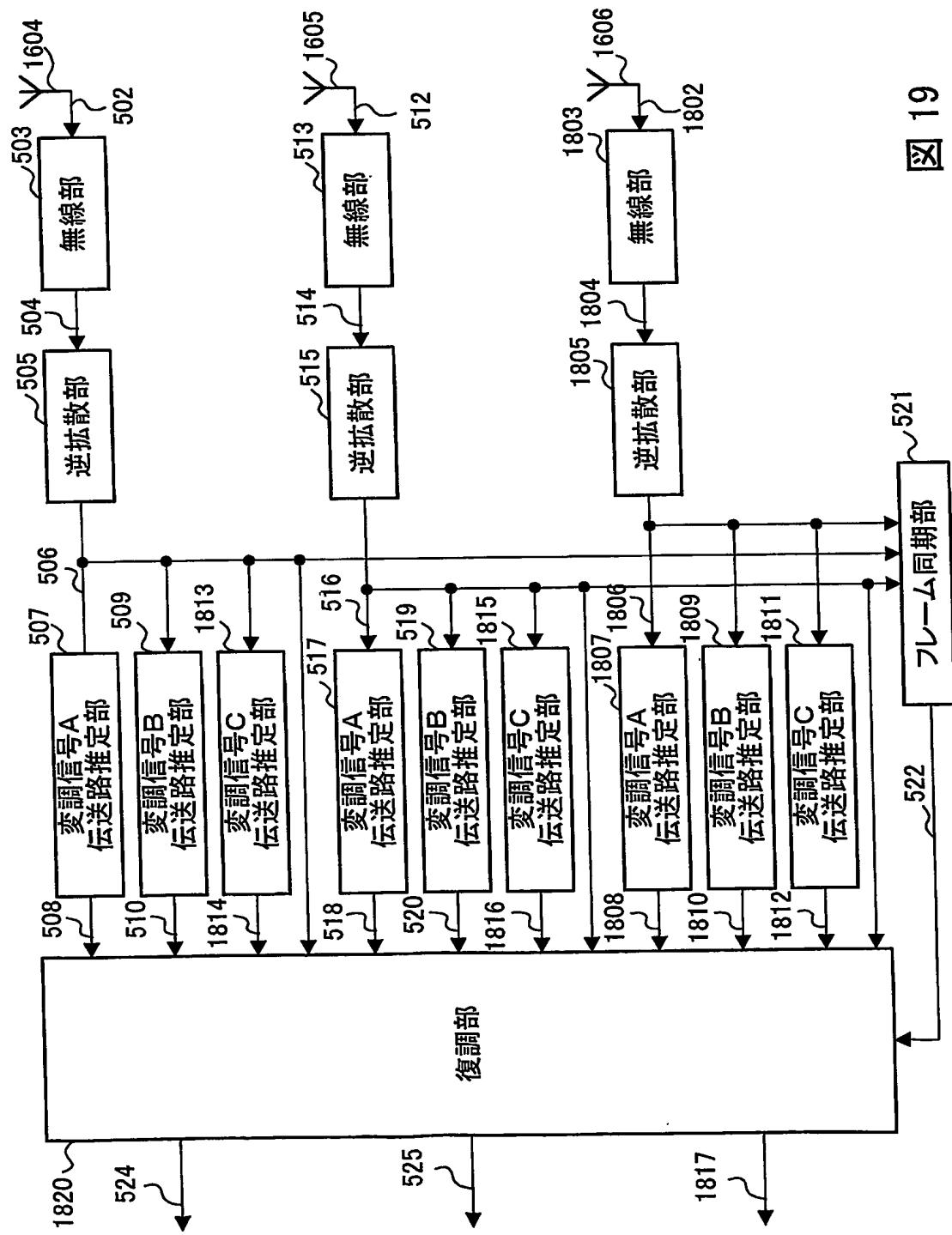


図 19

1820 復調部

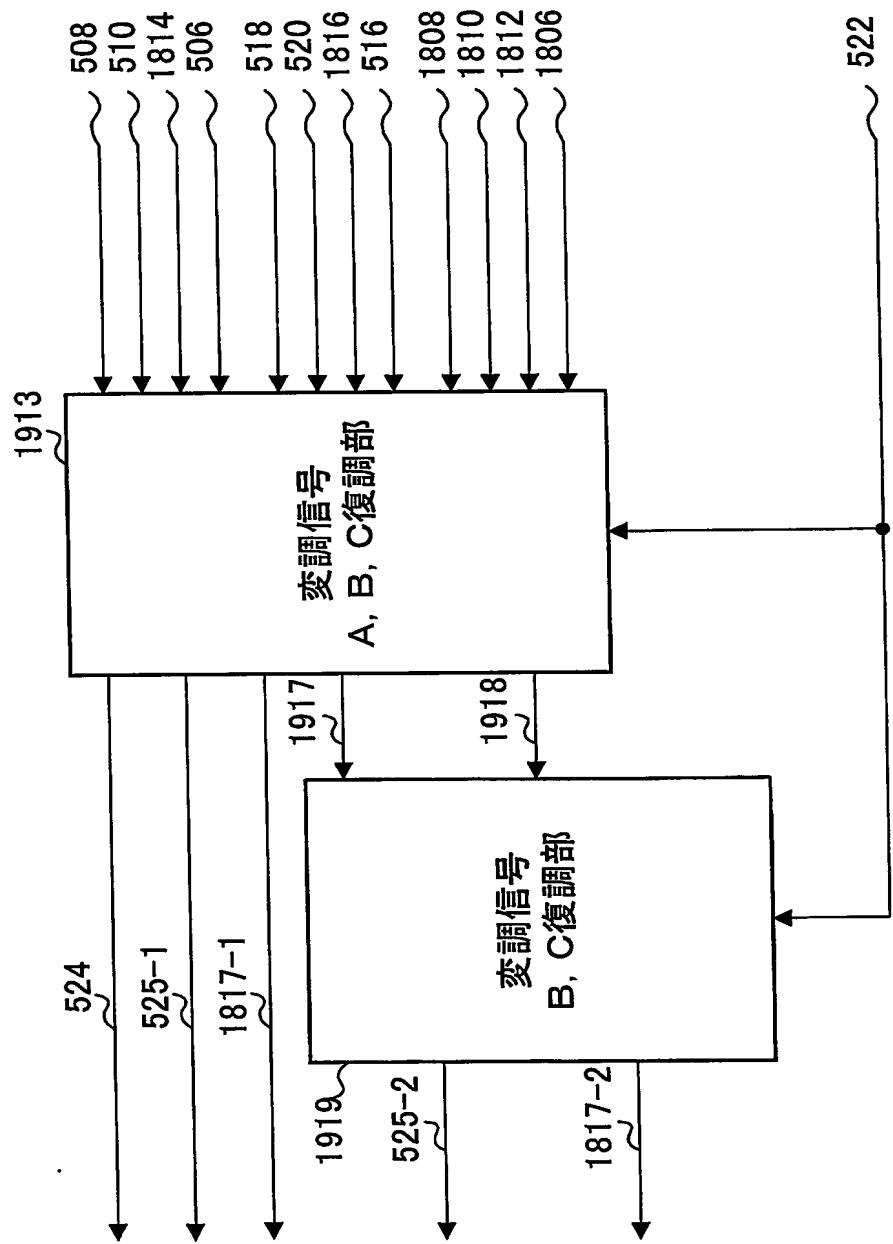


図 20

20/56

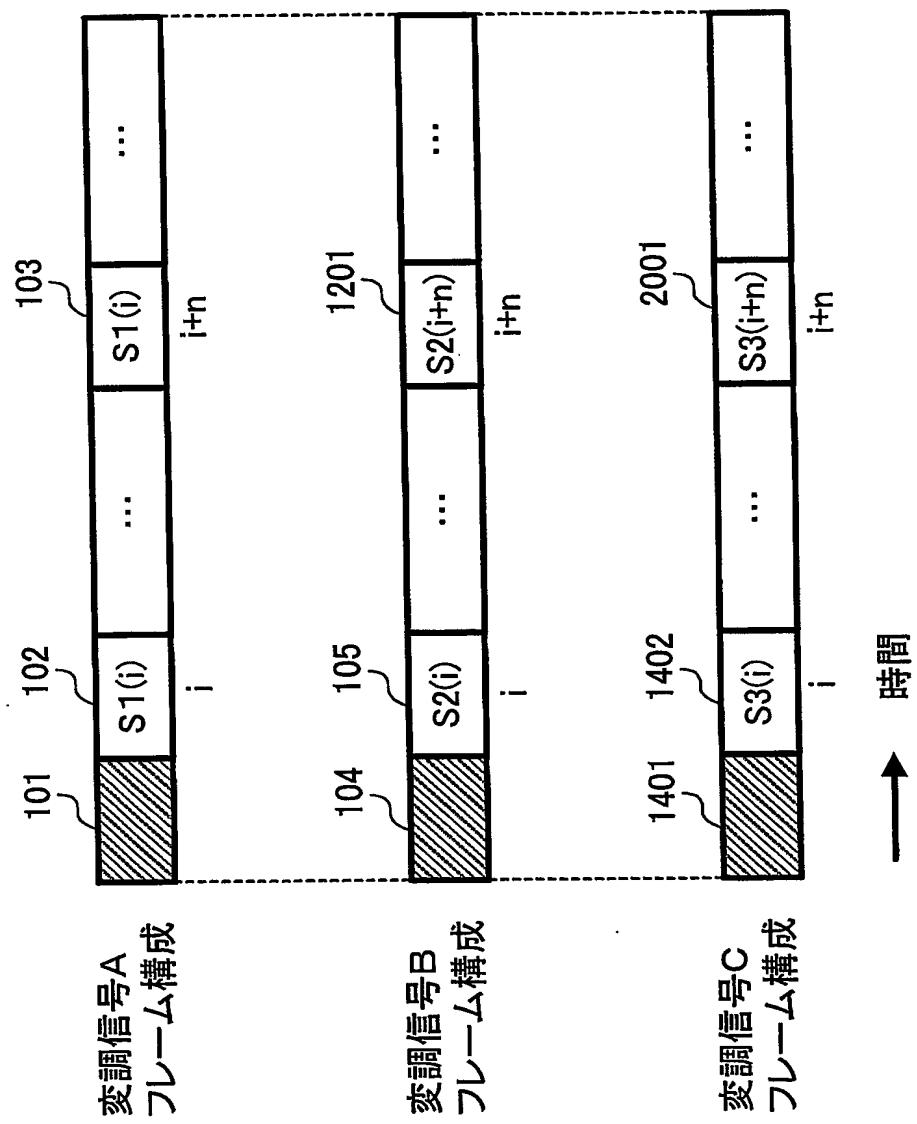


図 21

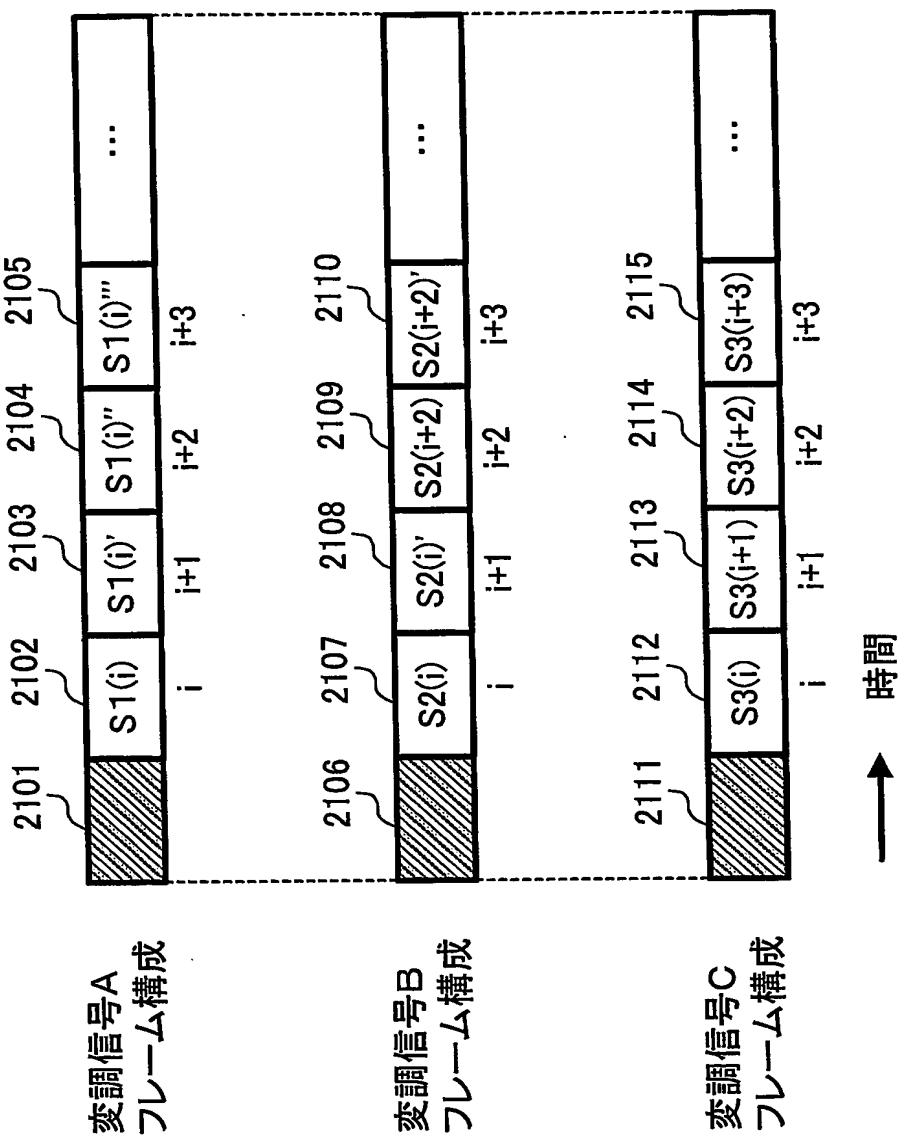


図 22

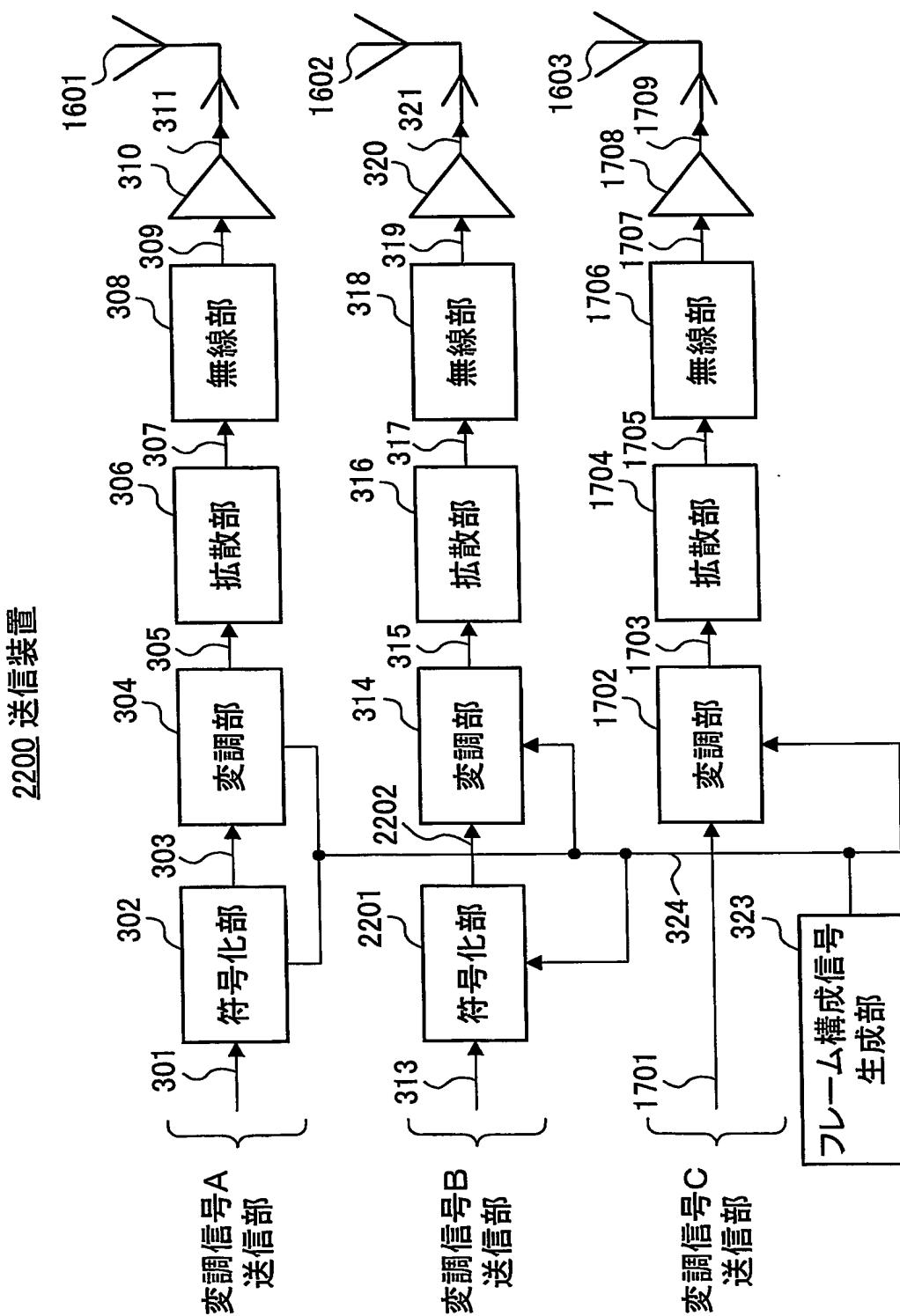
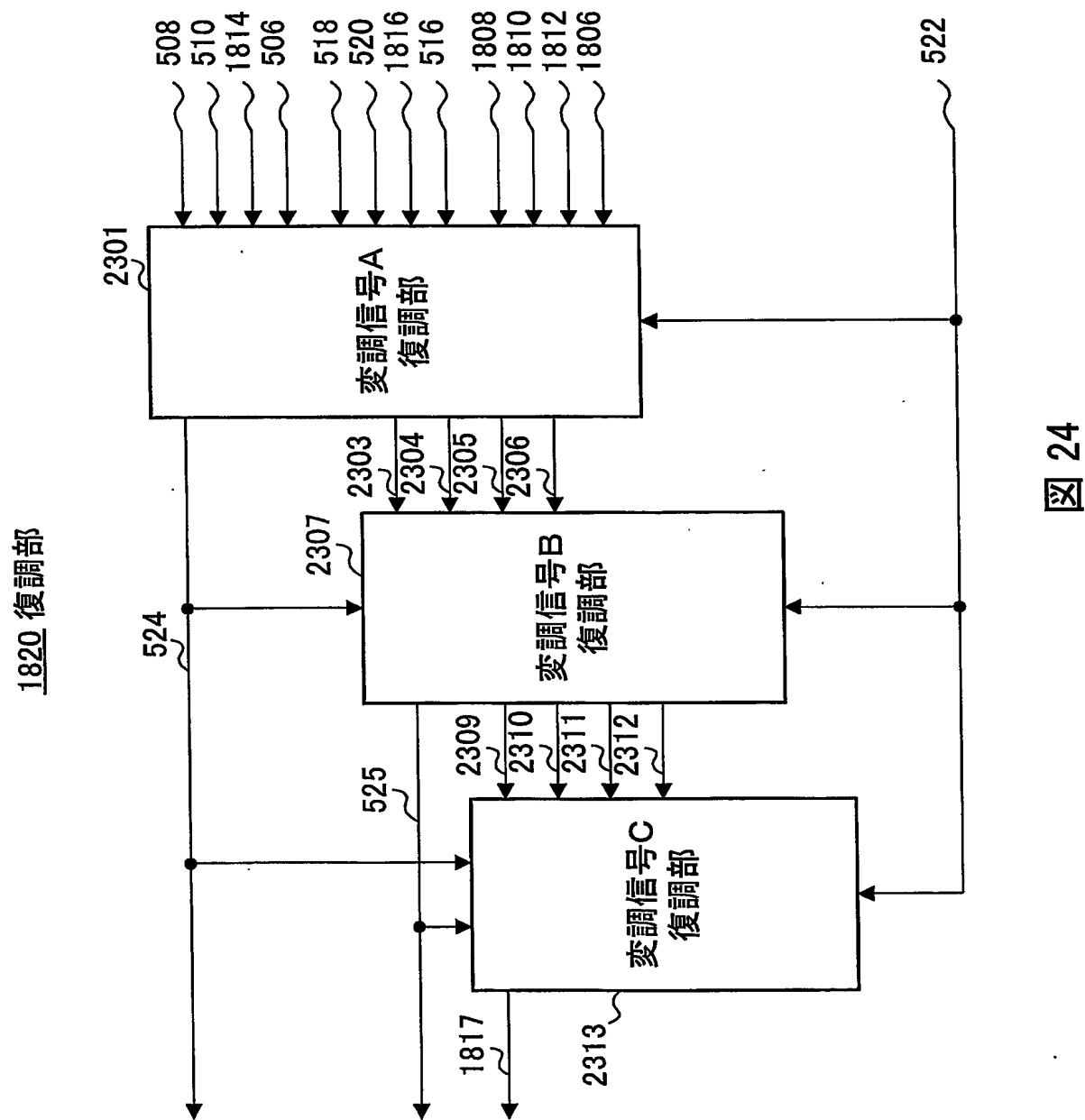


図 23



24/56

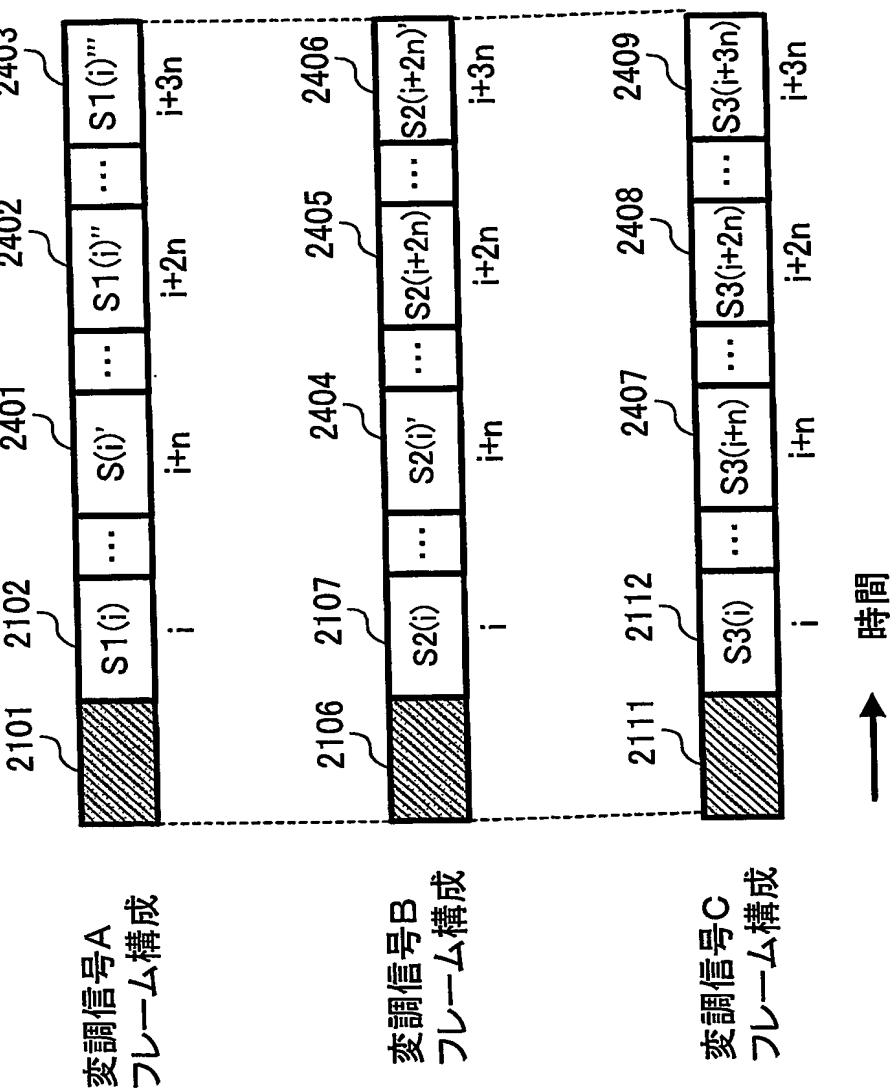
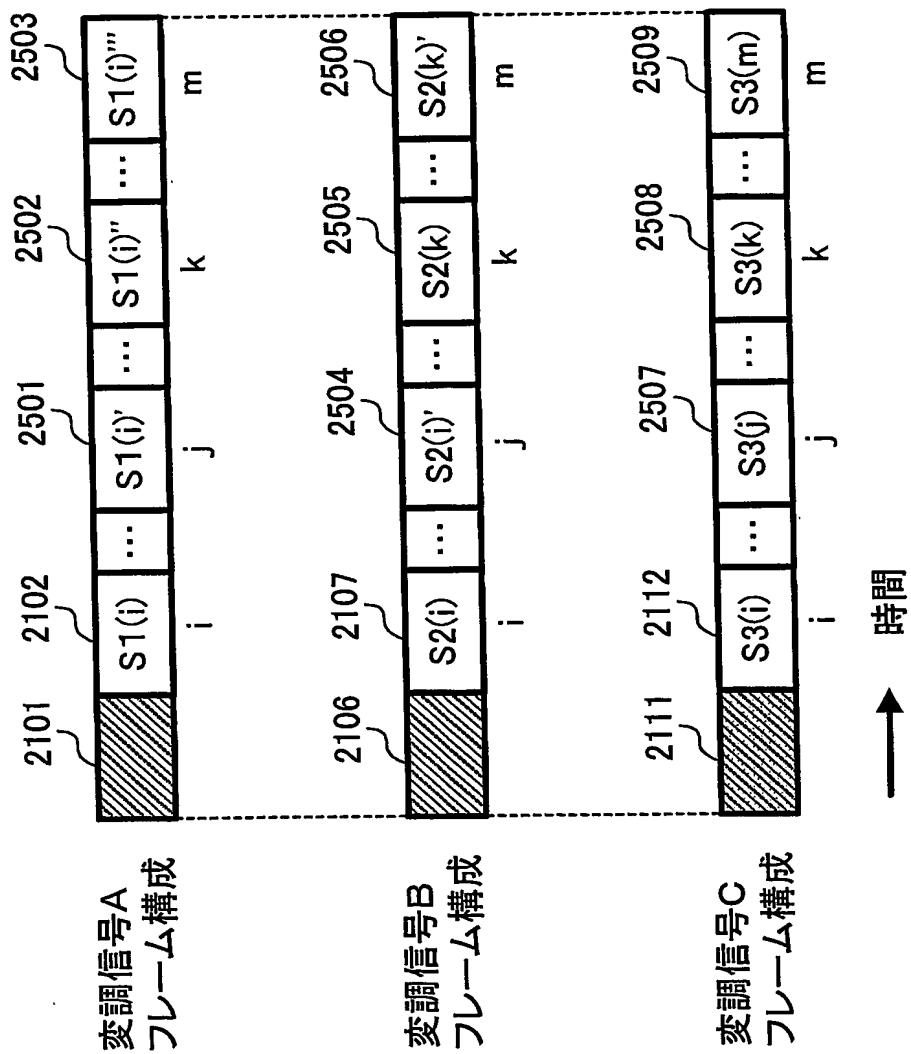


図 25

25/56



26/56

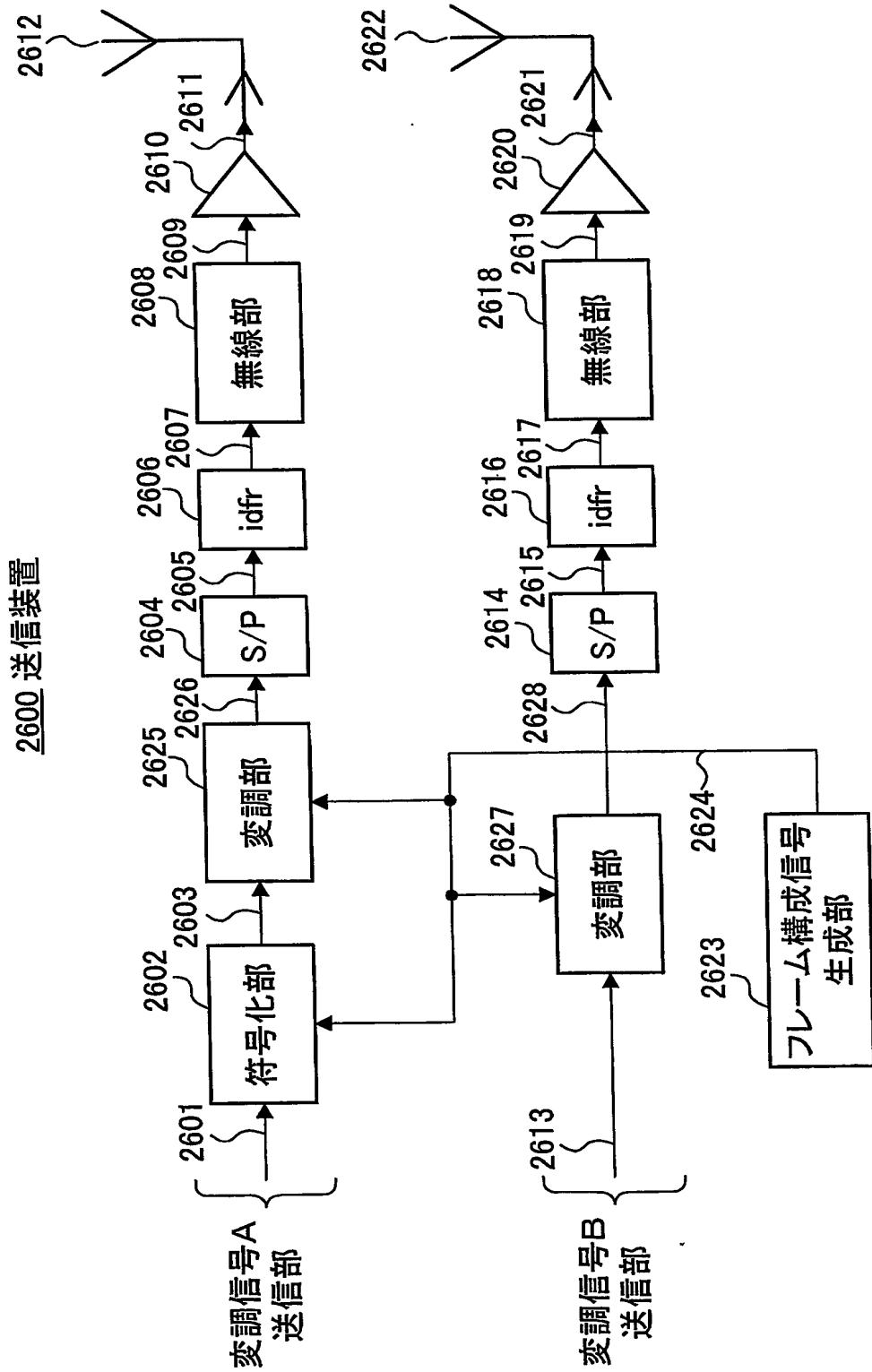


図 27

27/56

## 2700 受信装置

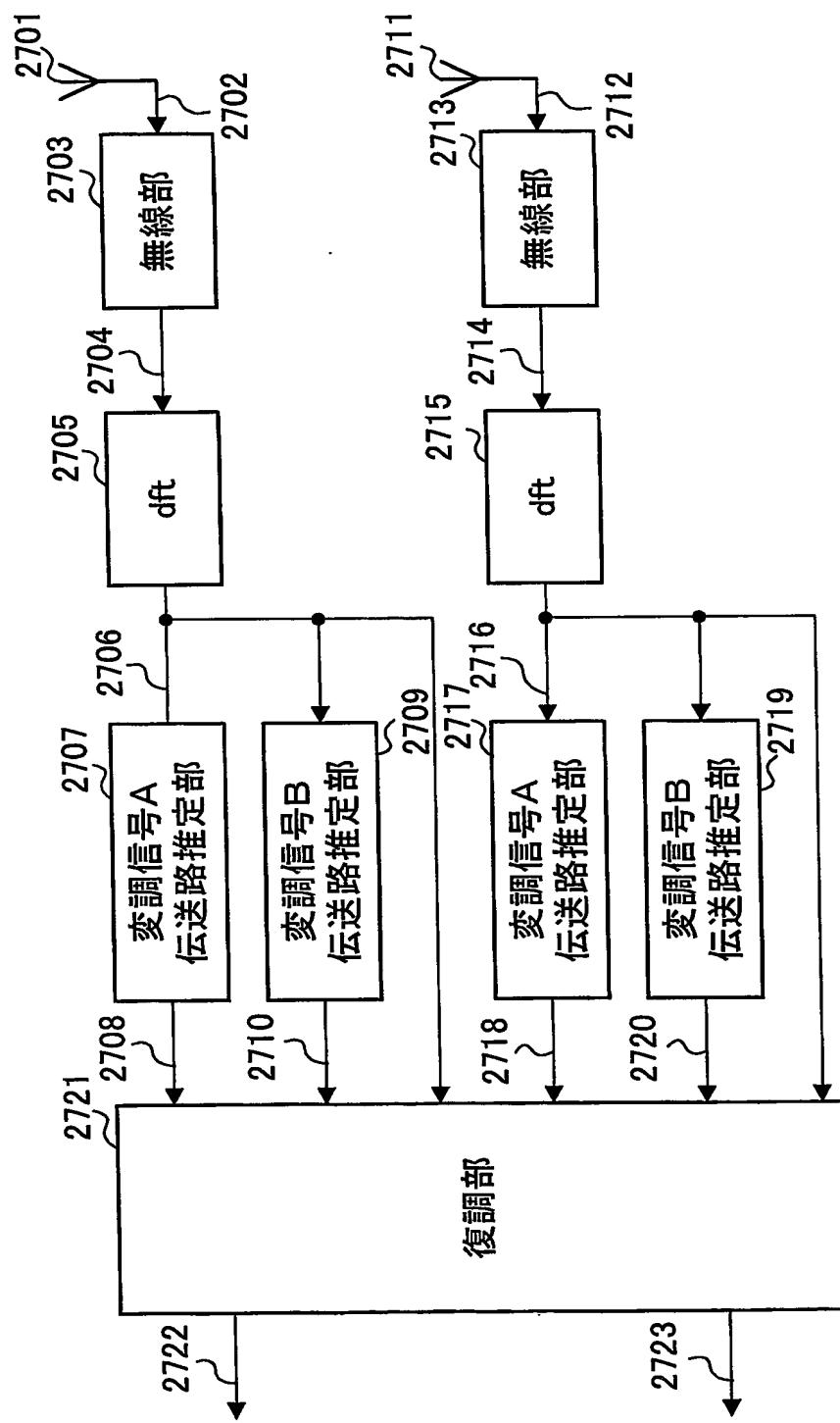


図 28

28/56

図 29A

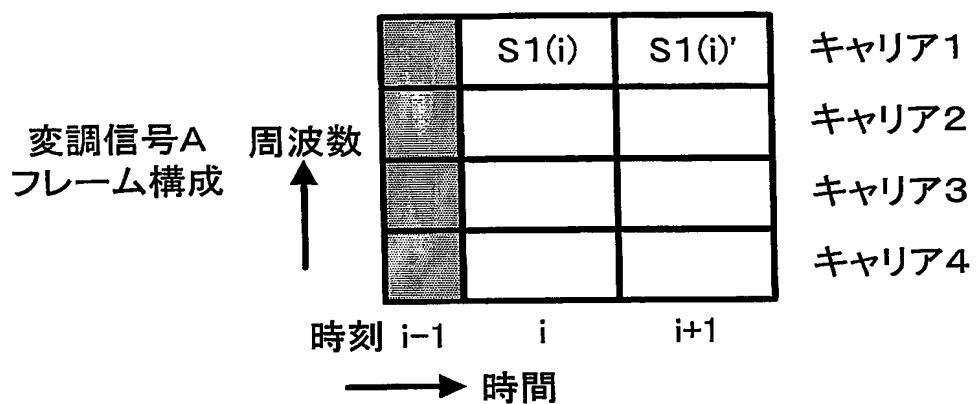
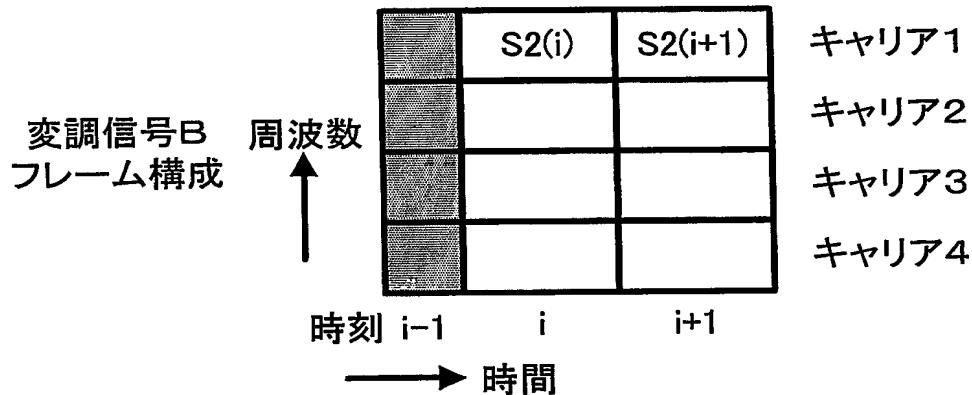


図 29B



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

図 30A

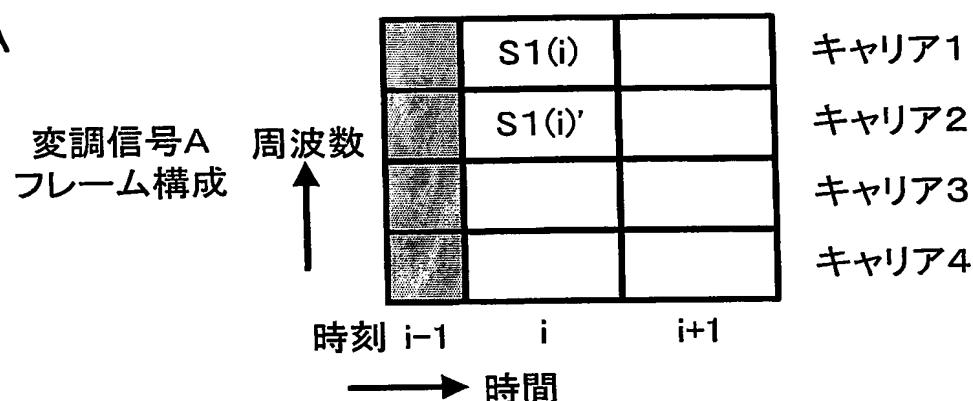
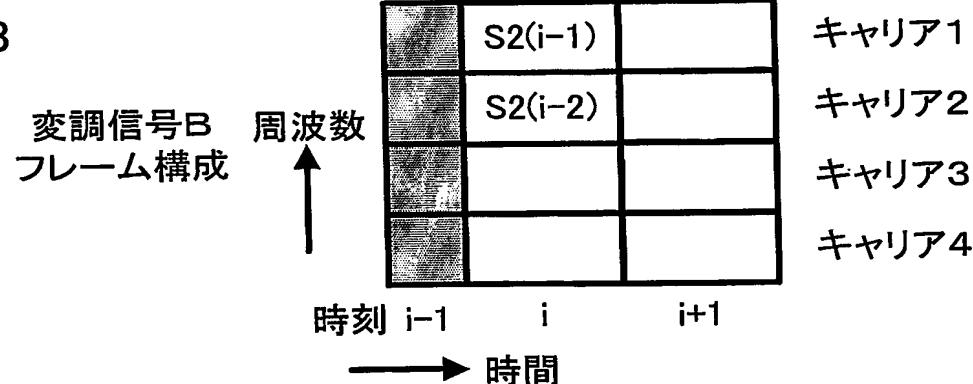


図 30B



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

図 31A

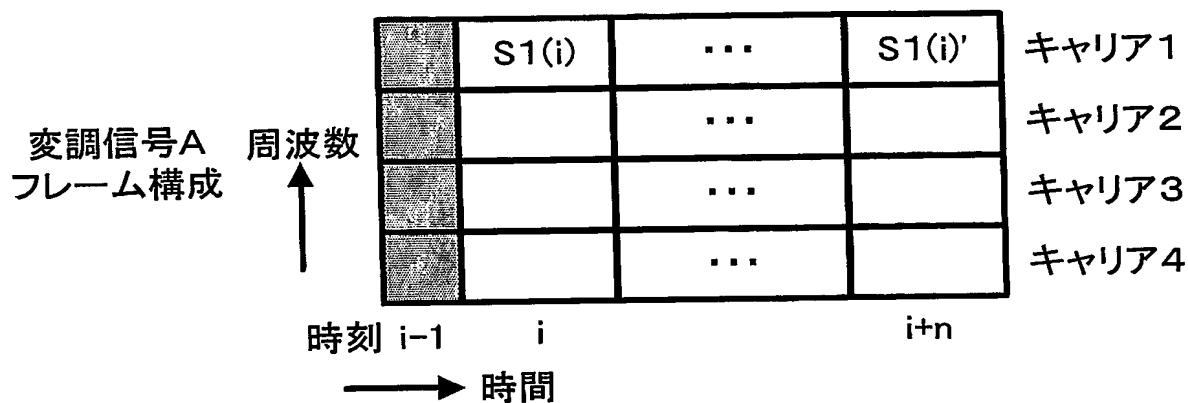
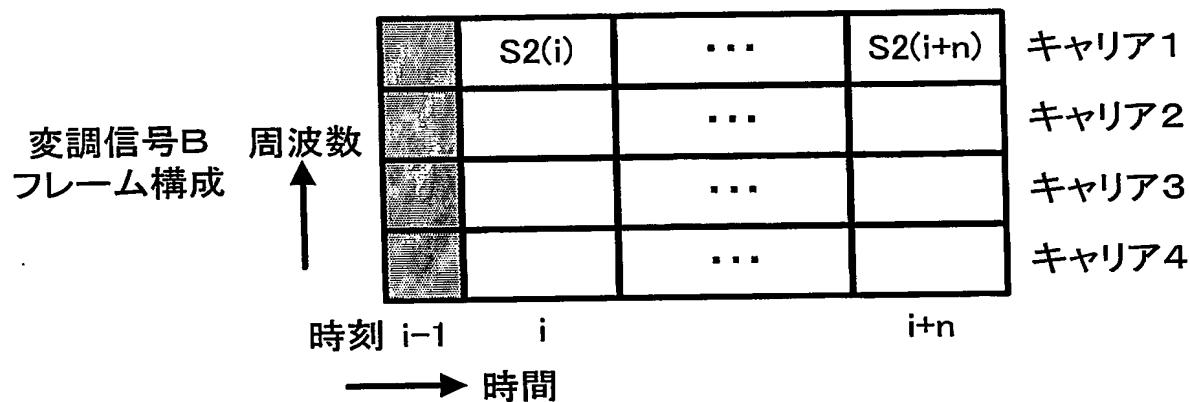


図 31B



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

31/56

図 32A

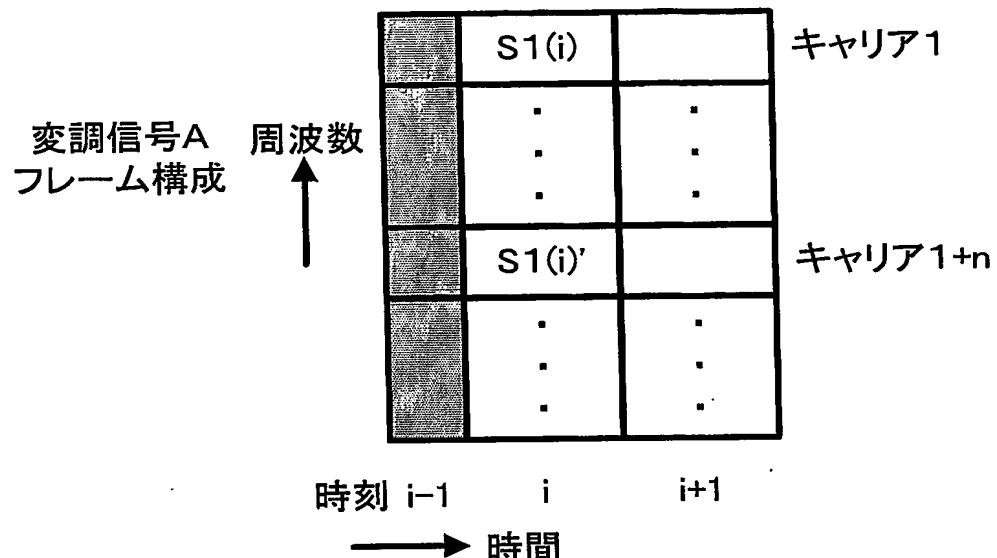
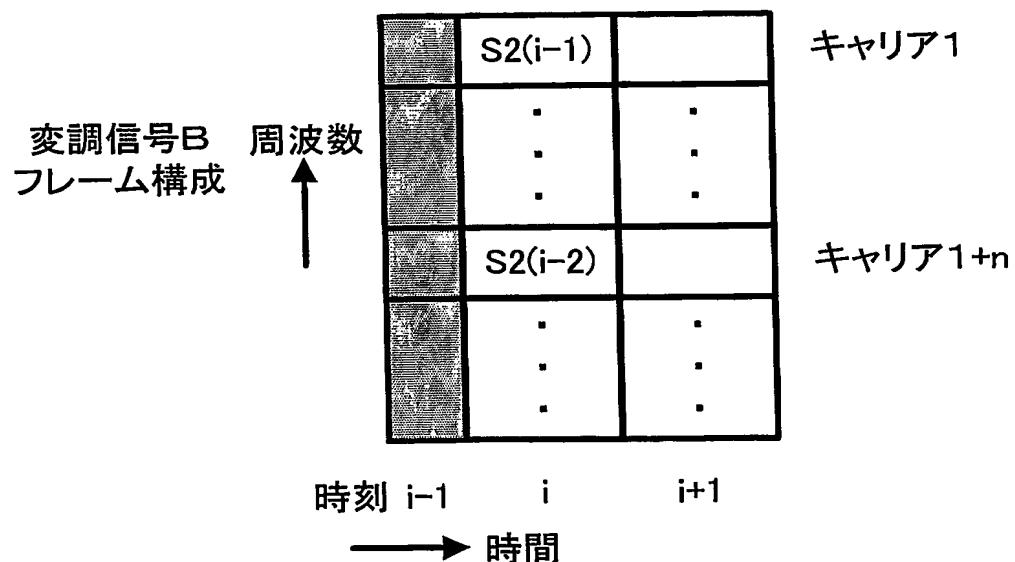


図 32B



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

32/56

図 33A

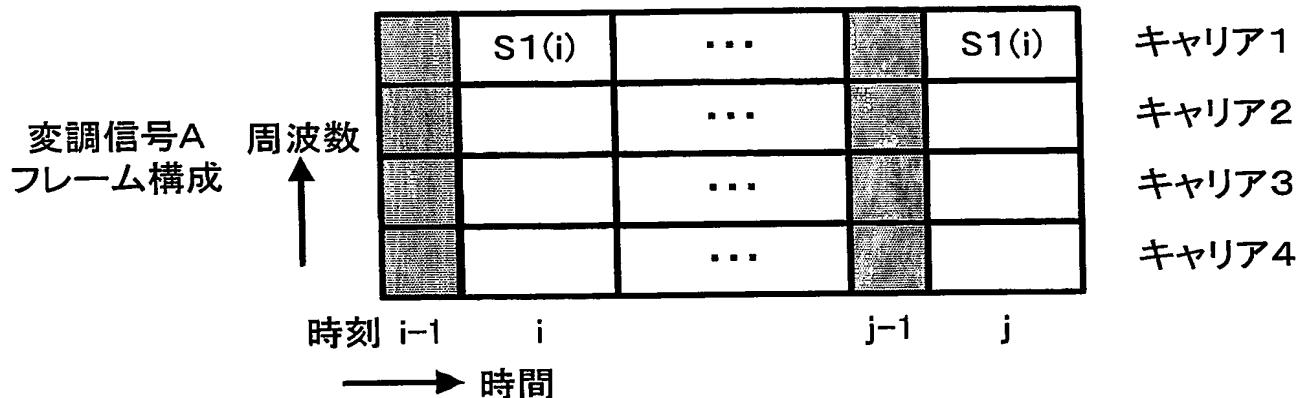
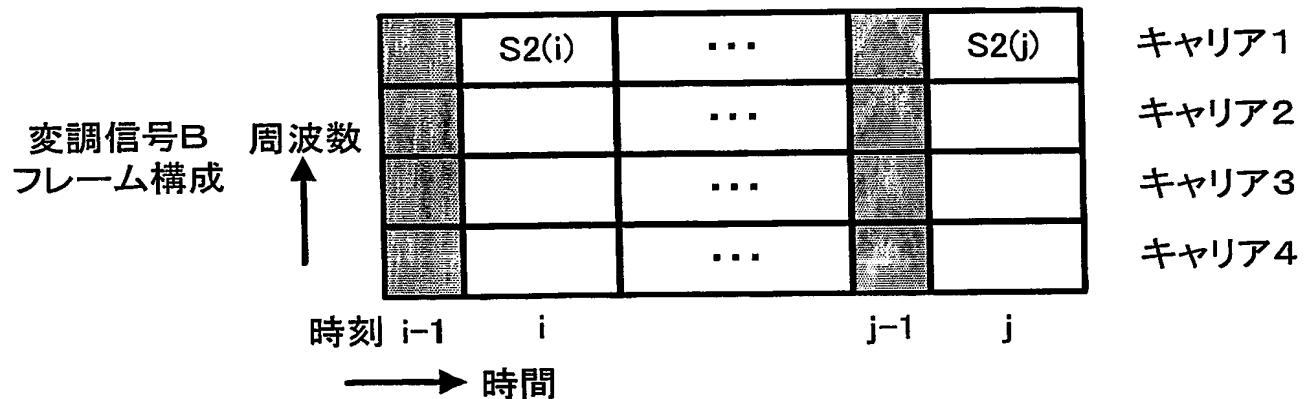


図 33B



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

33/56

図 34A

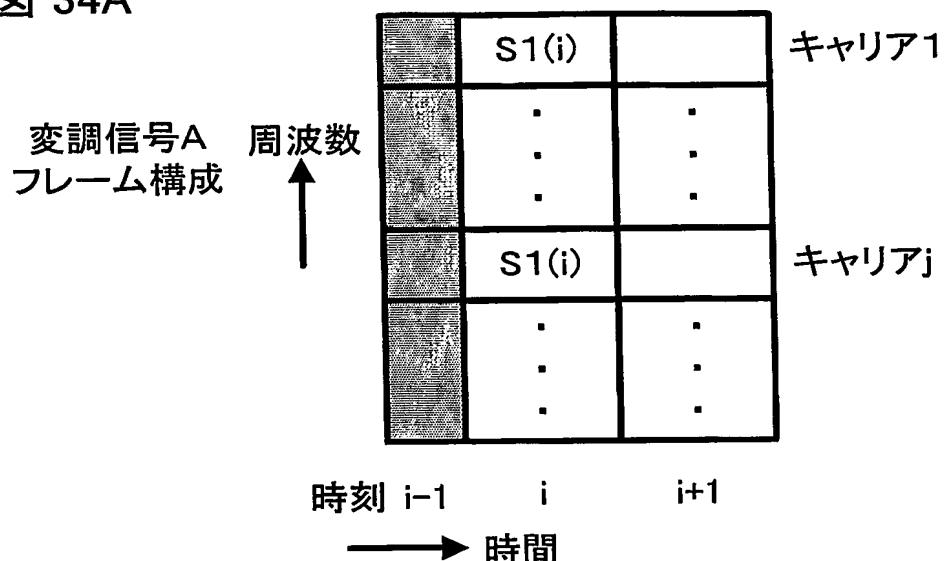
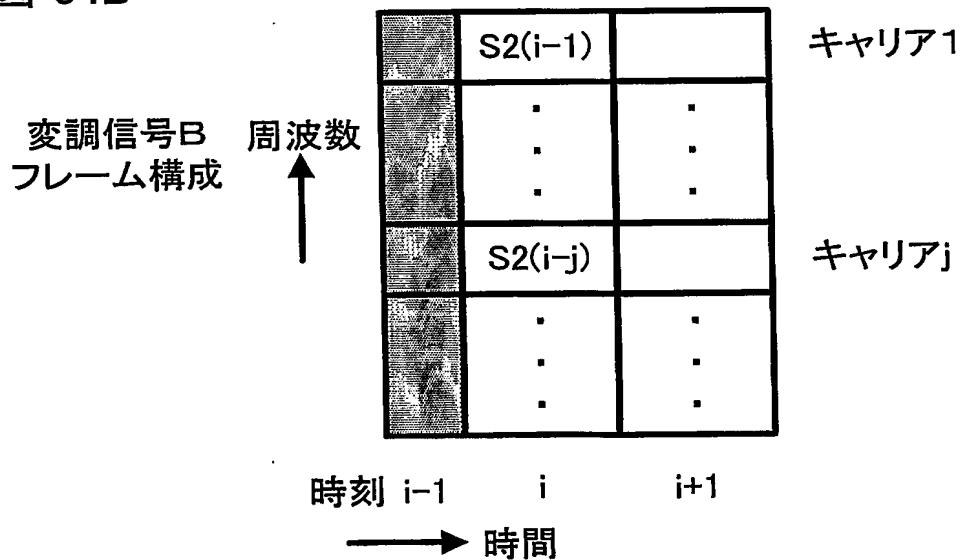


図 34B



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

34/56

図 35A

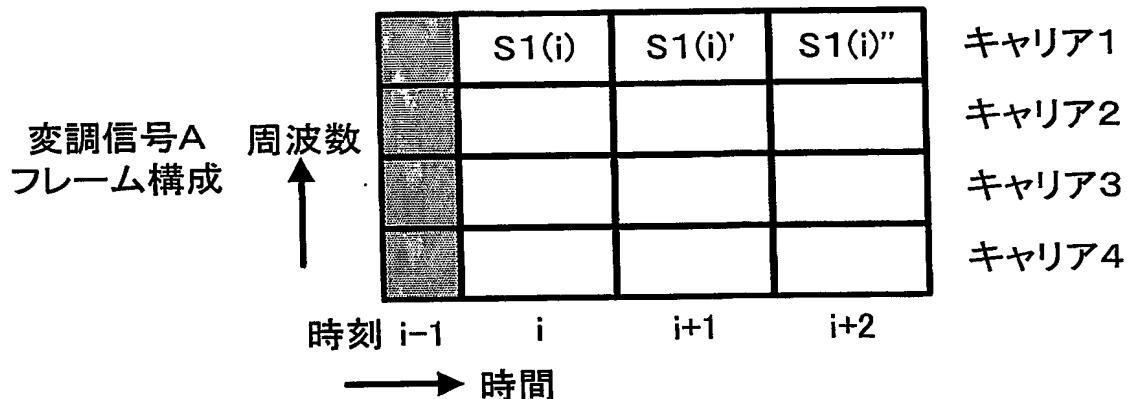
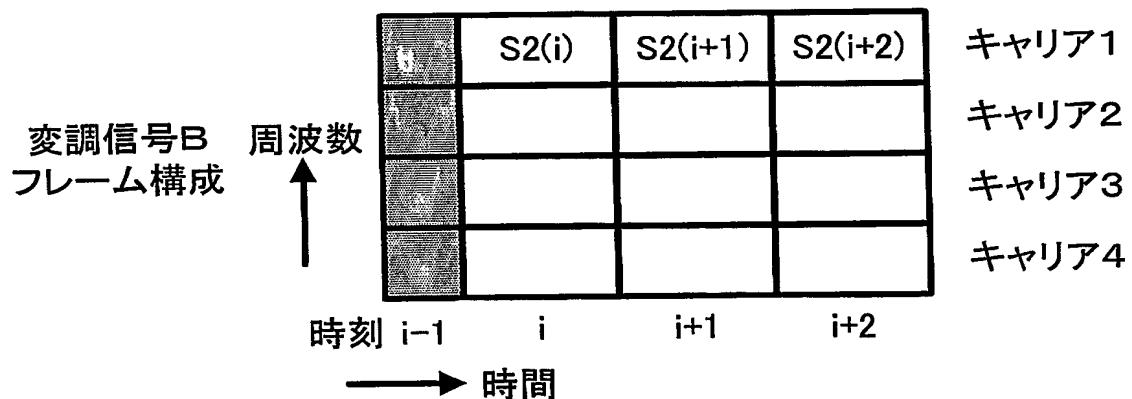


図 35B



■ 2801：電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802：データシンボル

35/56

図 36A

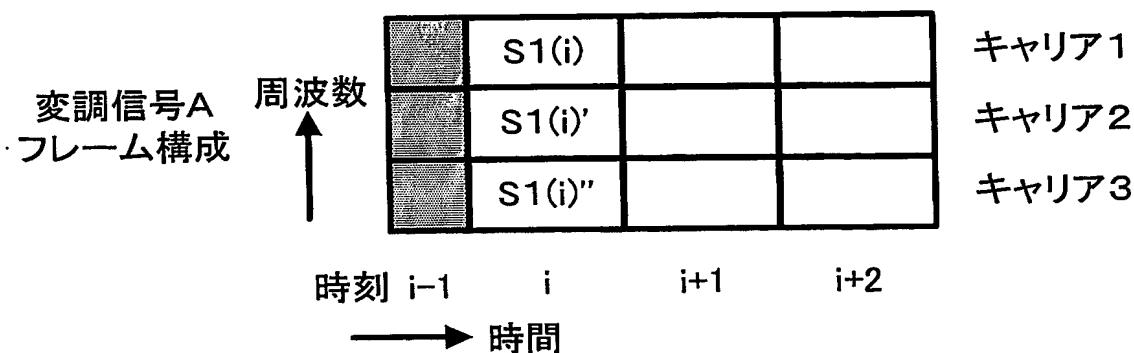
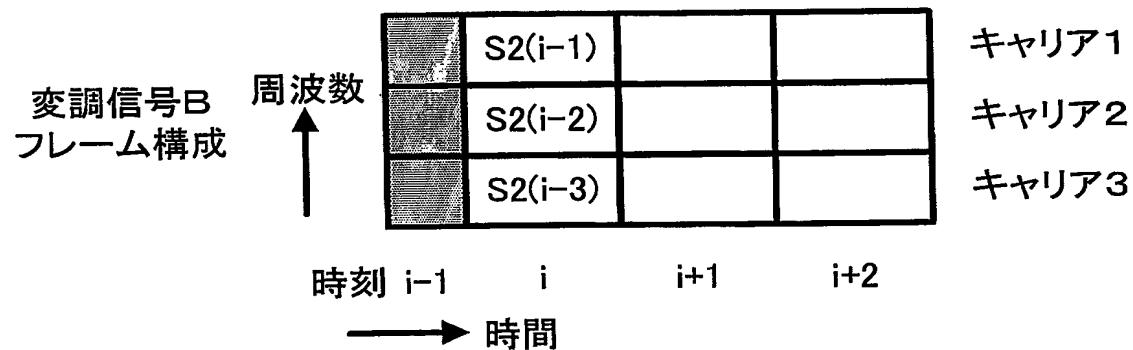
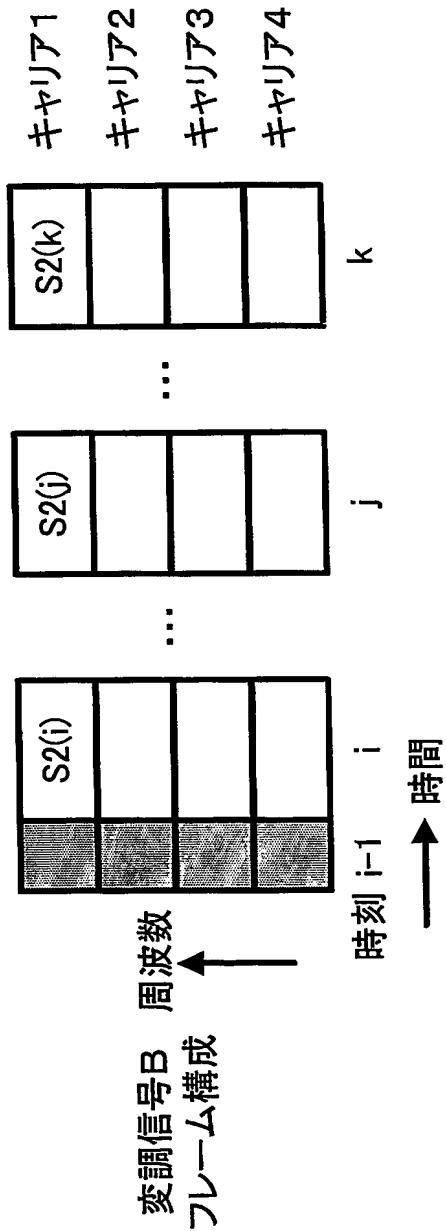
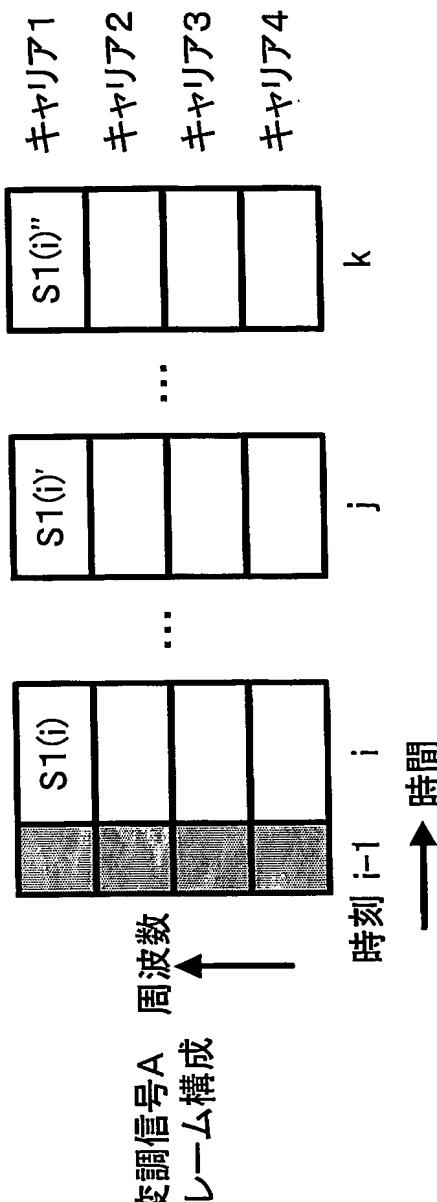


図 36B



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル



■ 2801：電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802：データシンボル

図 38A

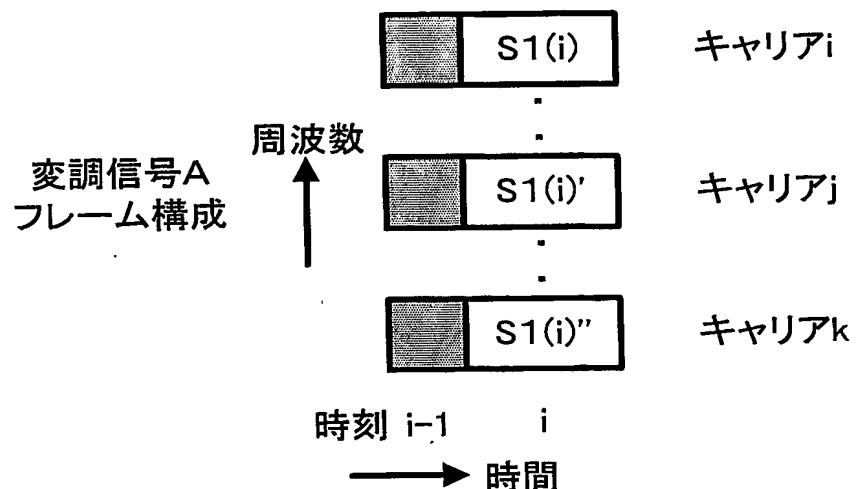
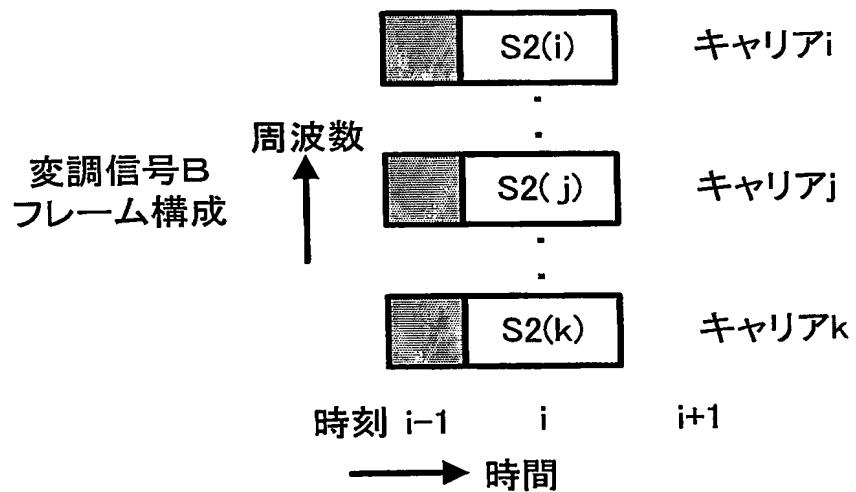


図 38B



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

38/56

図 39A

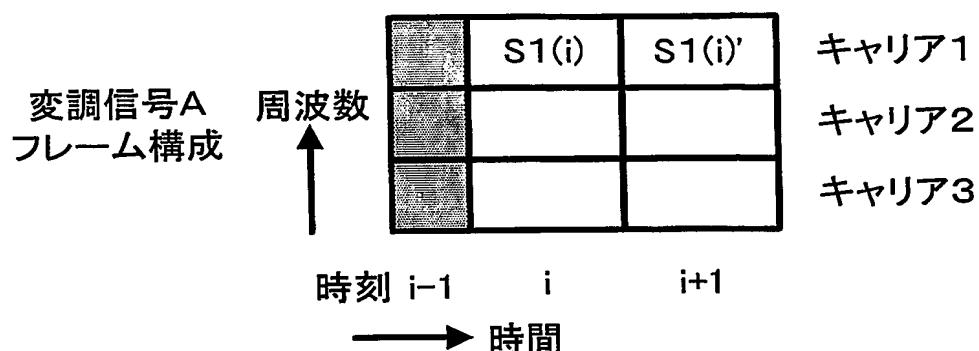


図 39B

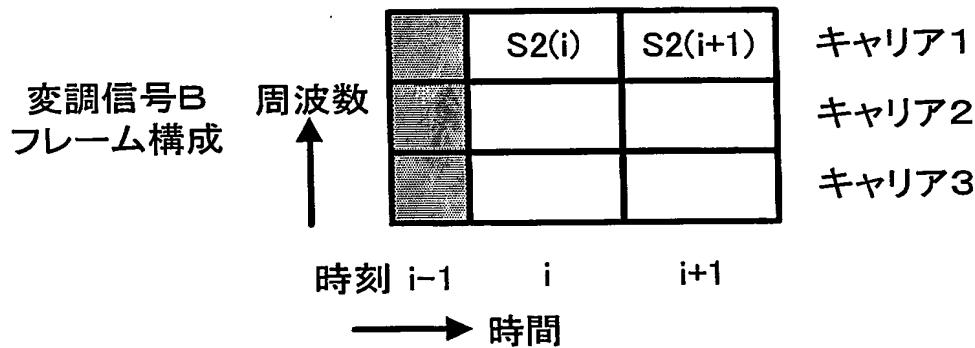
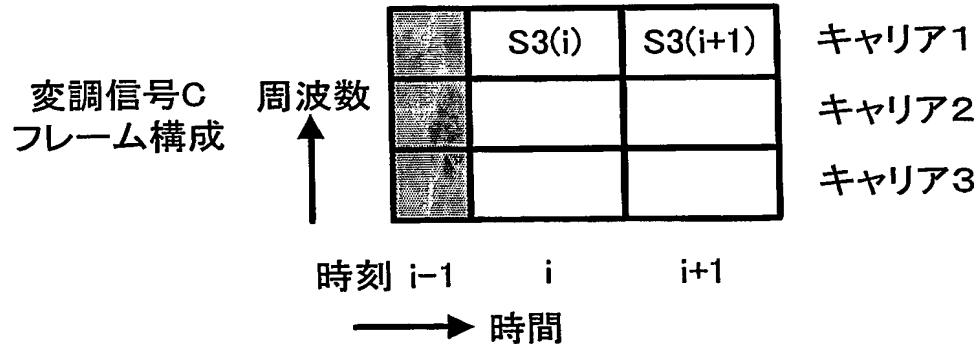


図 39C



2801：電波伝搬環境推定シンボル



2802：データシンボル

39/56

図 40A

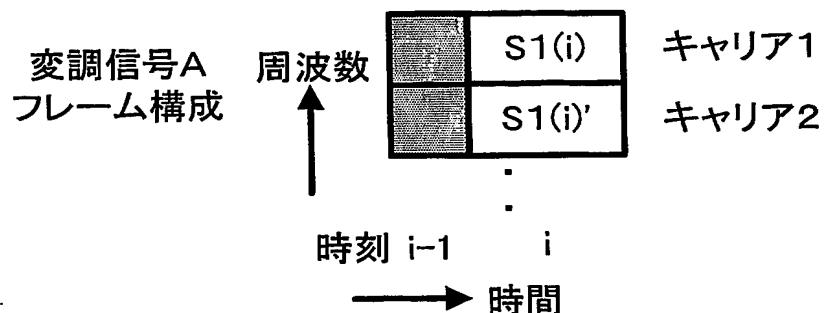


図 40B

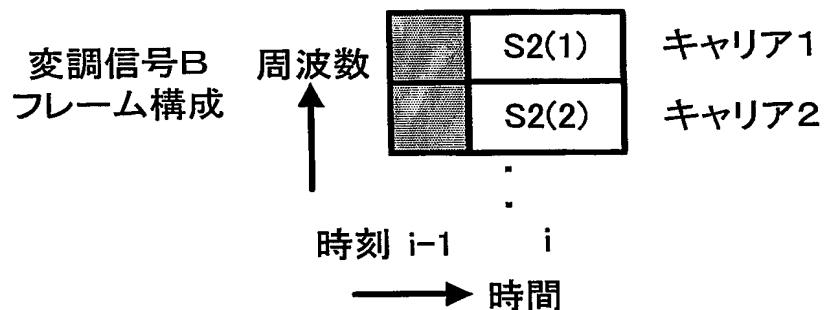
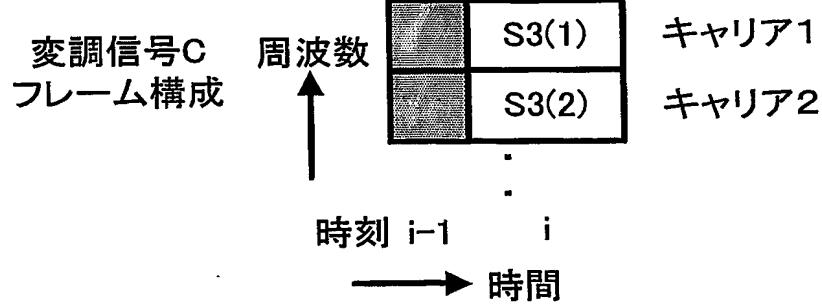


図 40C



■ 2801：電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802：データシンボル

40/56

図 41A

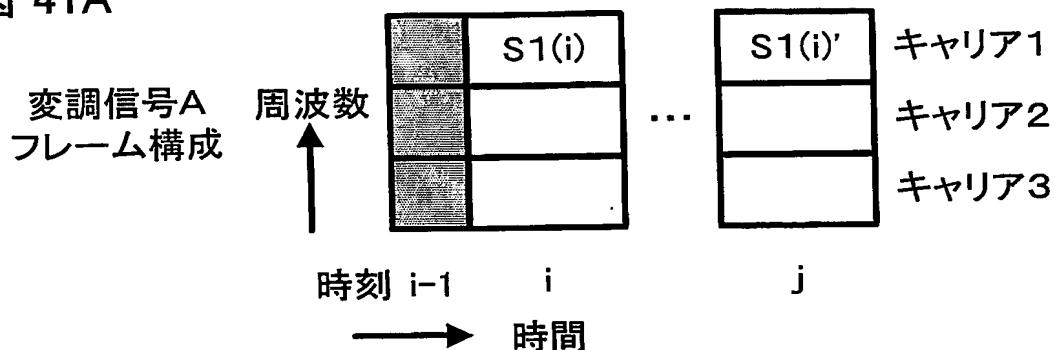


図 41B

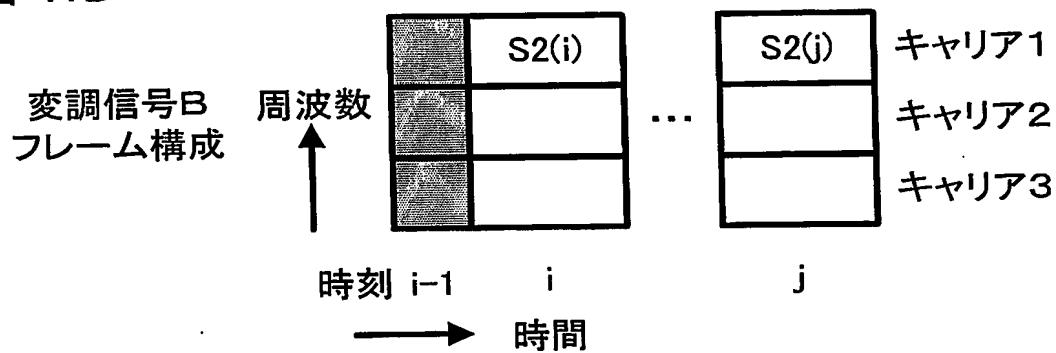
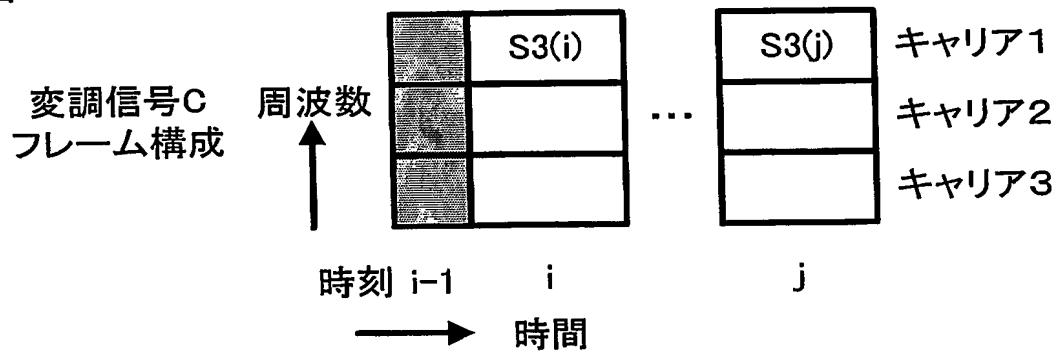


図 41C



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

図 42A

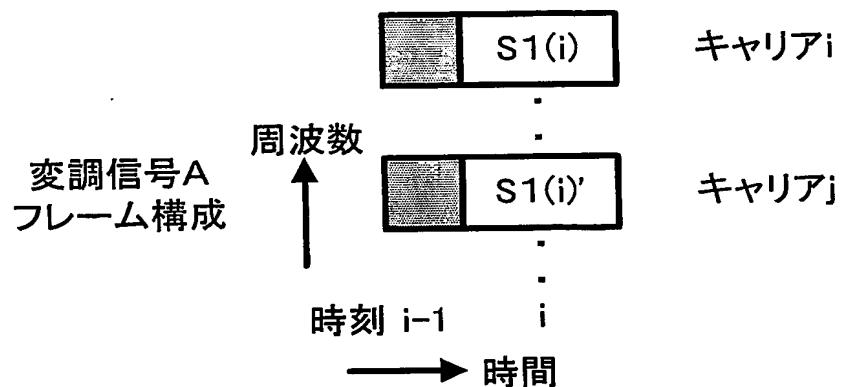


図 42B

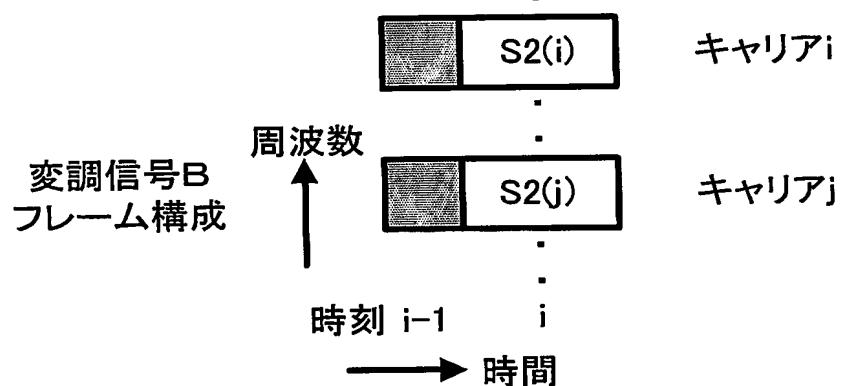
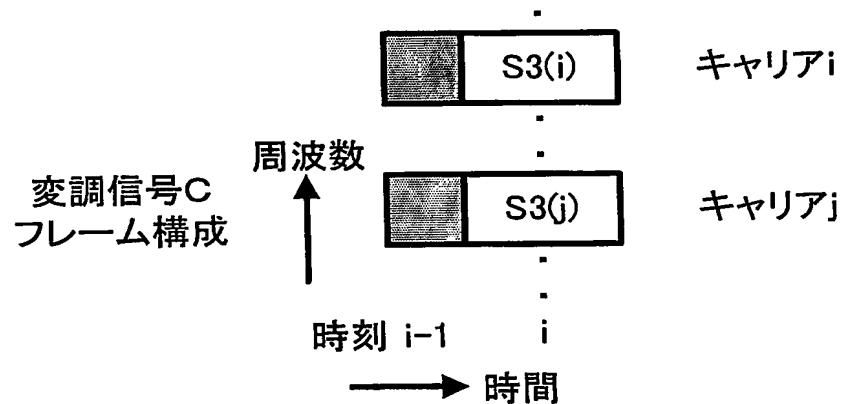


図 42C



2801: 電波伝搬環境推定シンボル



2802: データシンボル

42/56

図 43A

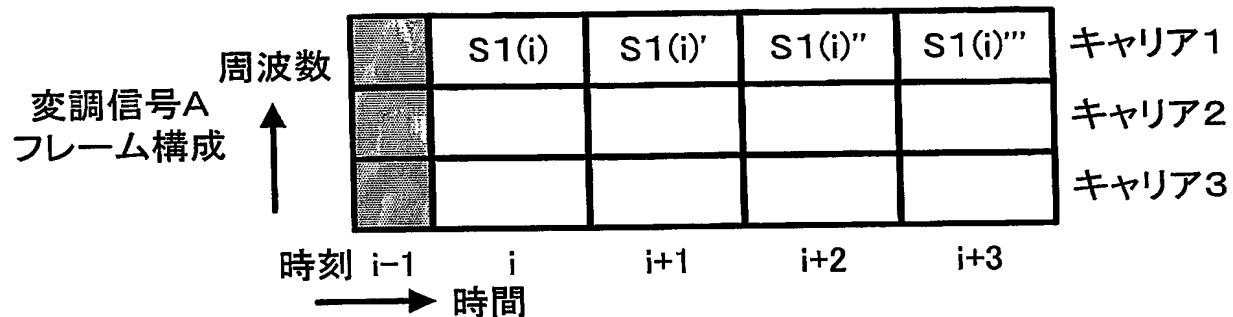


図 43B

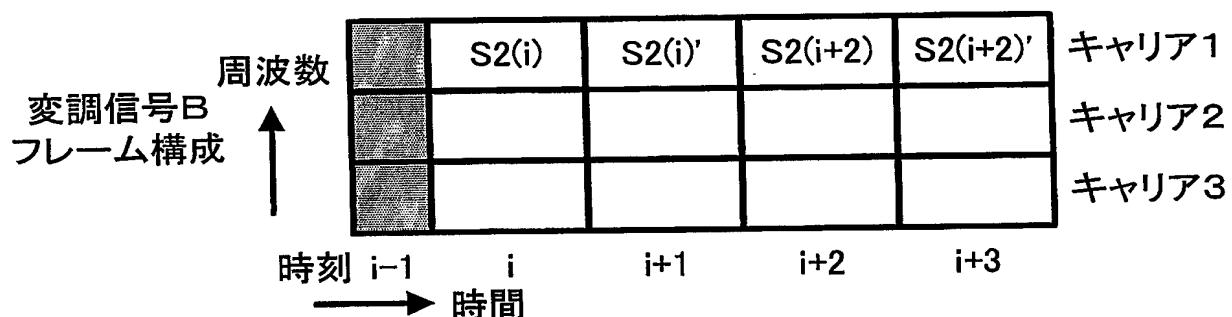
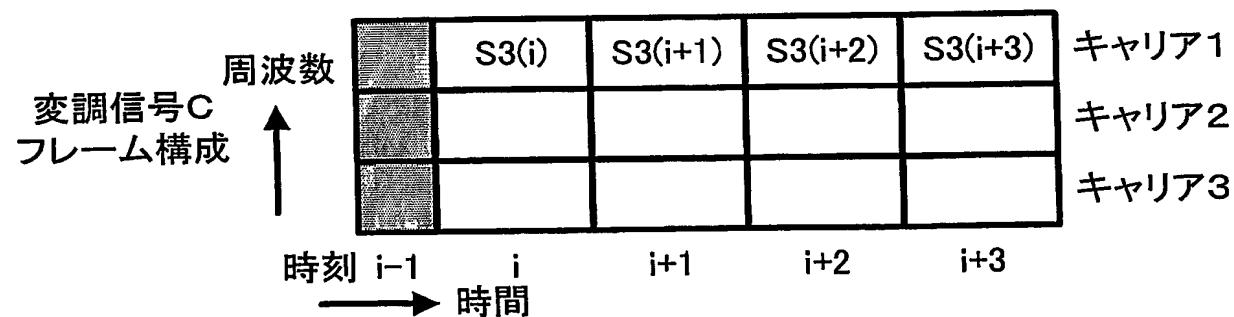


図 43C



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

図 44A

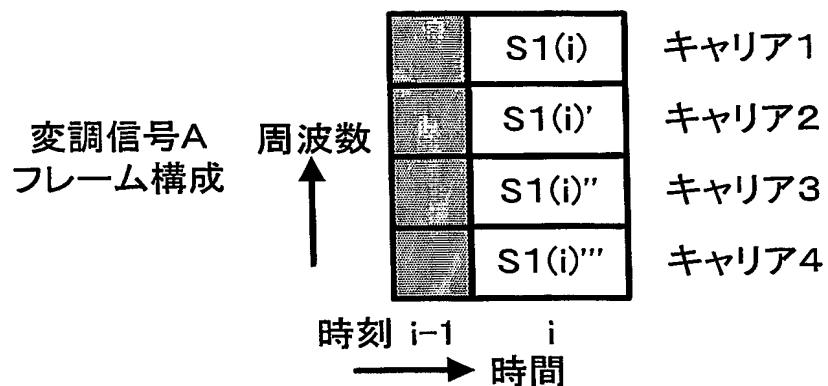


図 44B

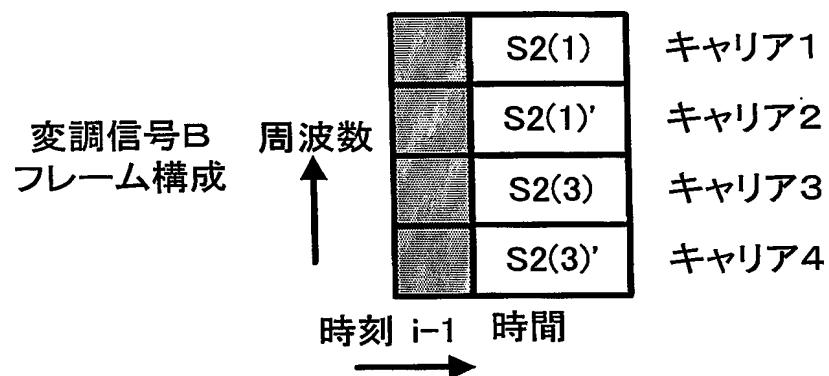
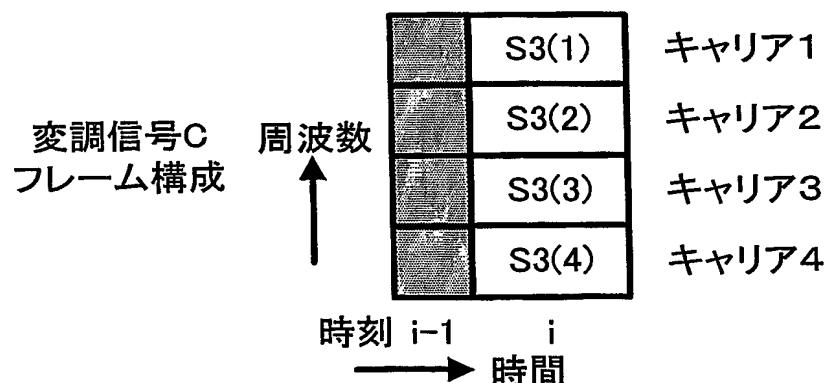
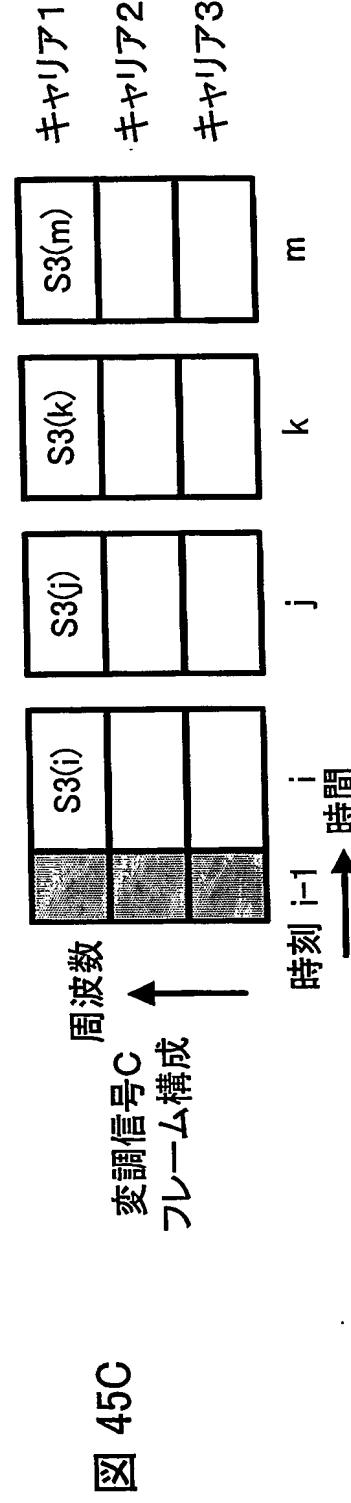
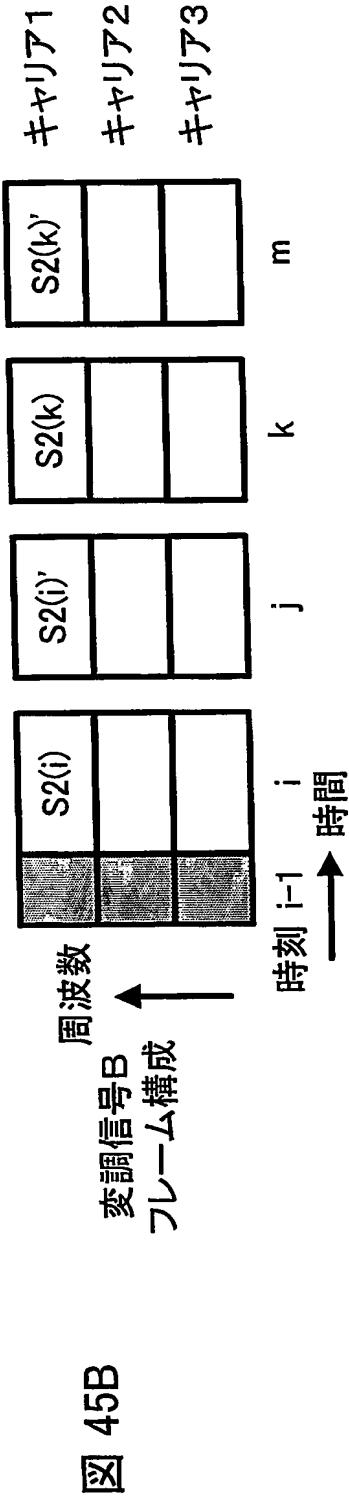
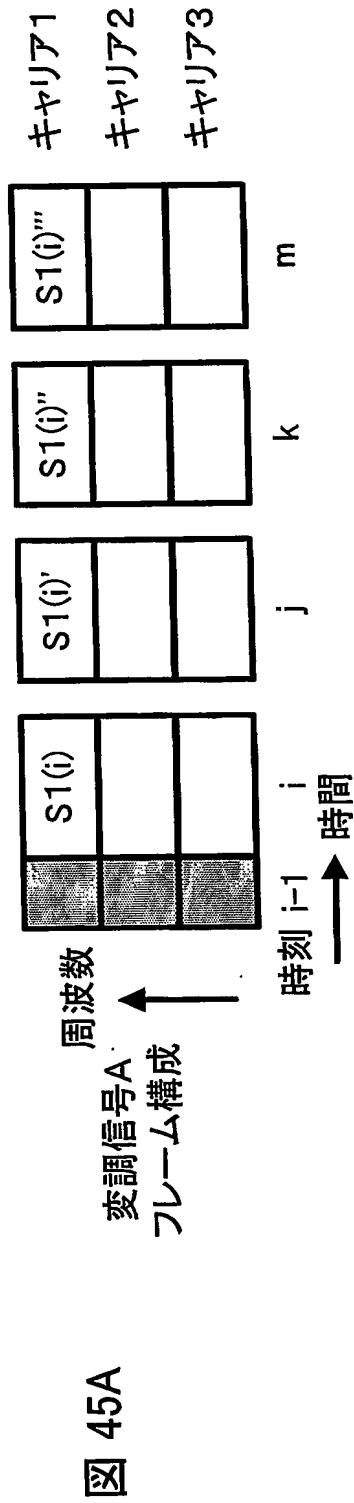


図 44C



■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル



■ 2801：電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802：データシンボル

45/56

図 46A

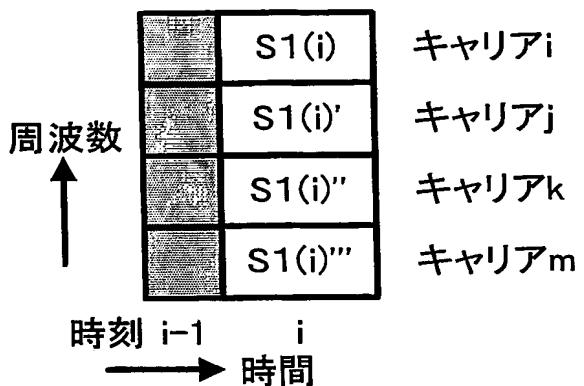
変調信号A  
フレーム構成

図 46B

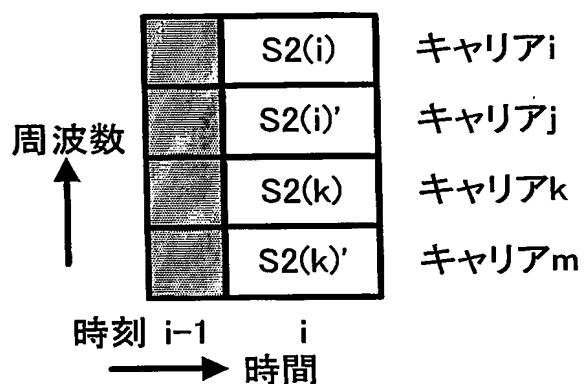
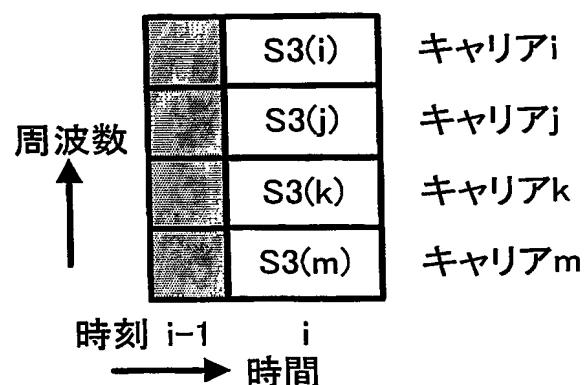
変調信号B  
フレーム構成

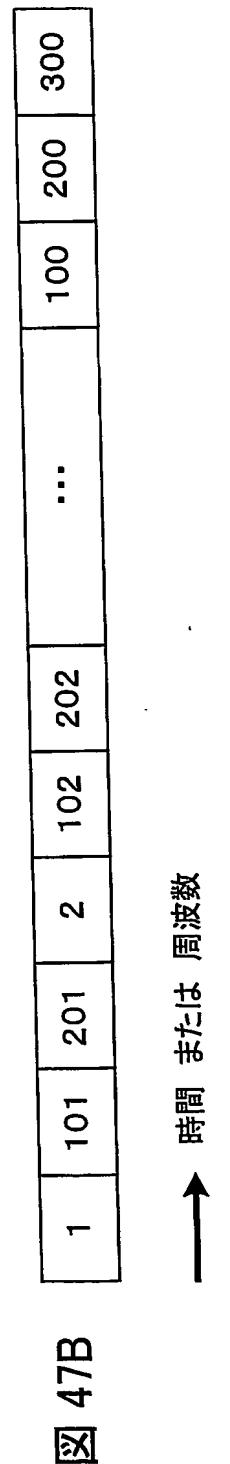
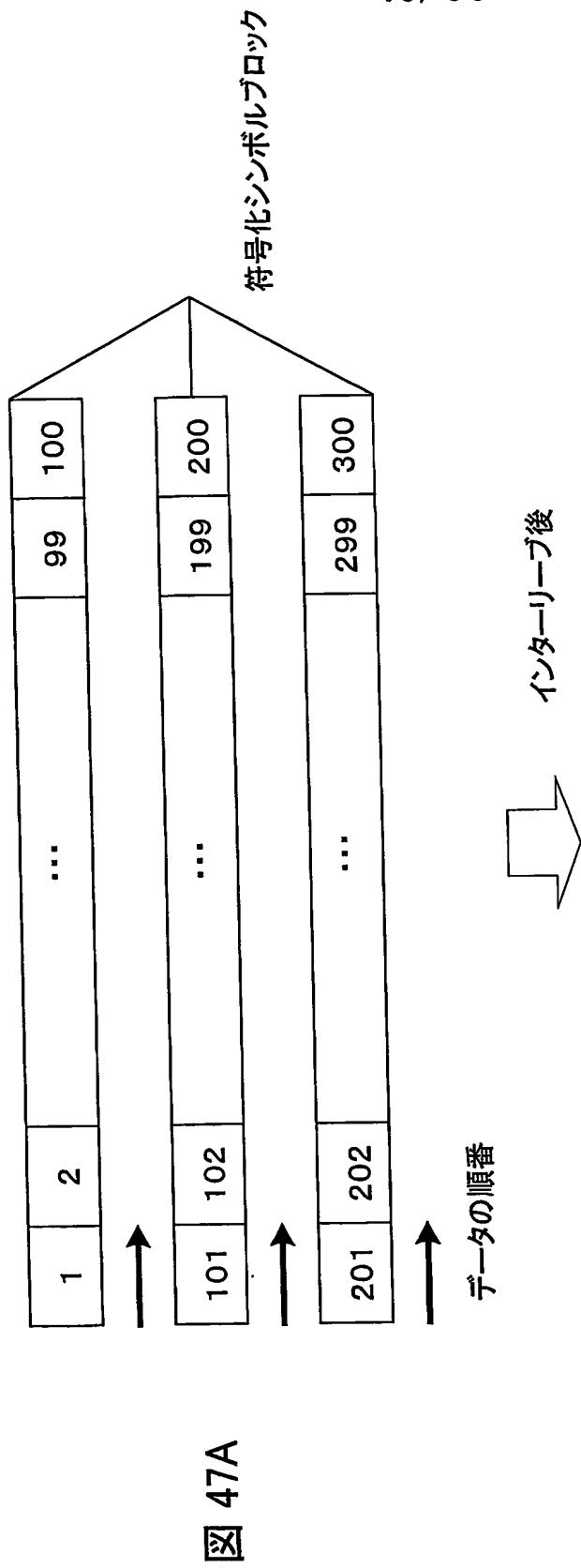
図 46C

変調信号C  
フレーム構成

■ 2801 : 電波伝搬環境推定シンボル

□ 2802 : データシンボル

46/56



47/56

図 48A

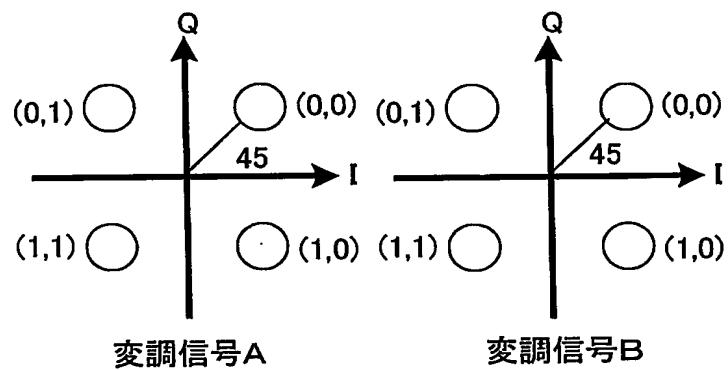


図 48B

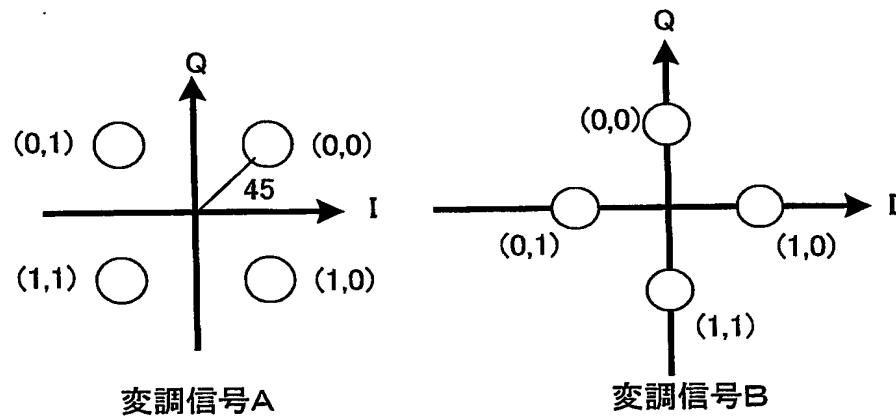
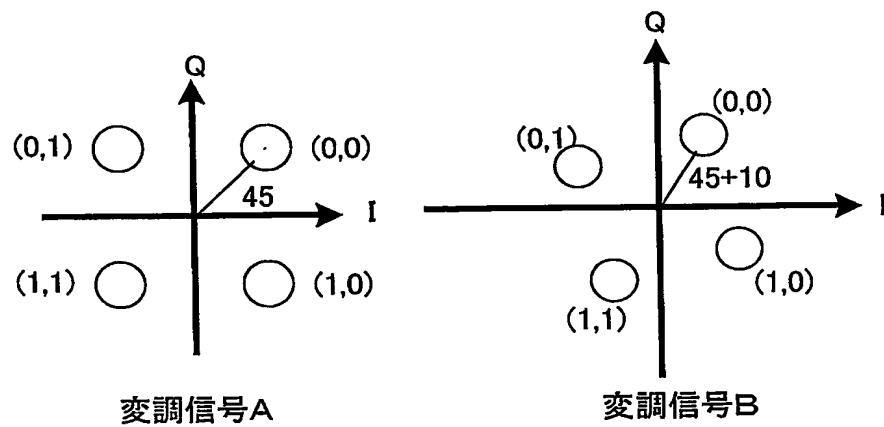


図 48C



48/56

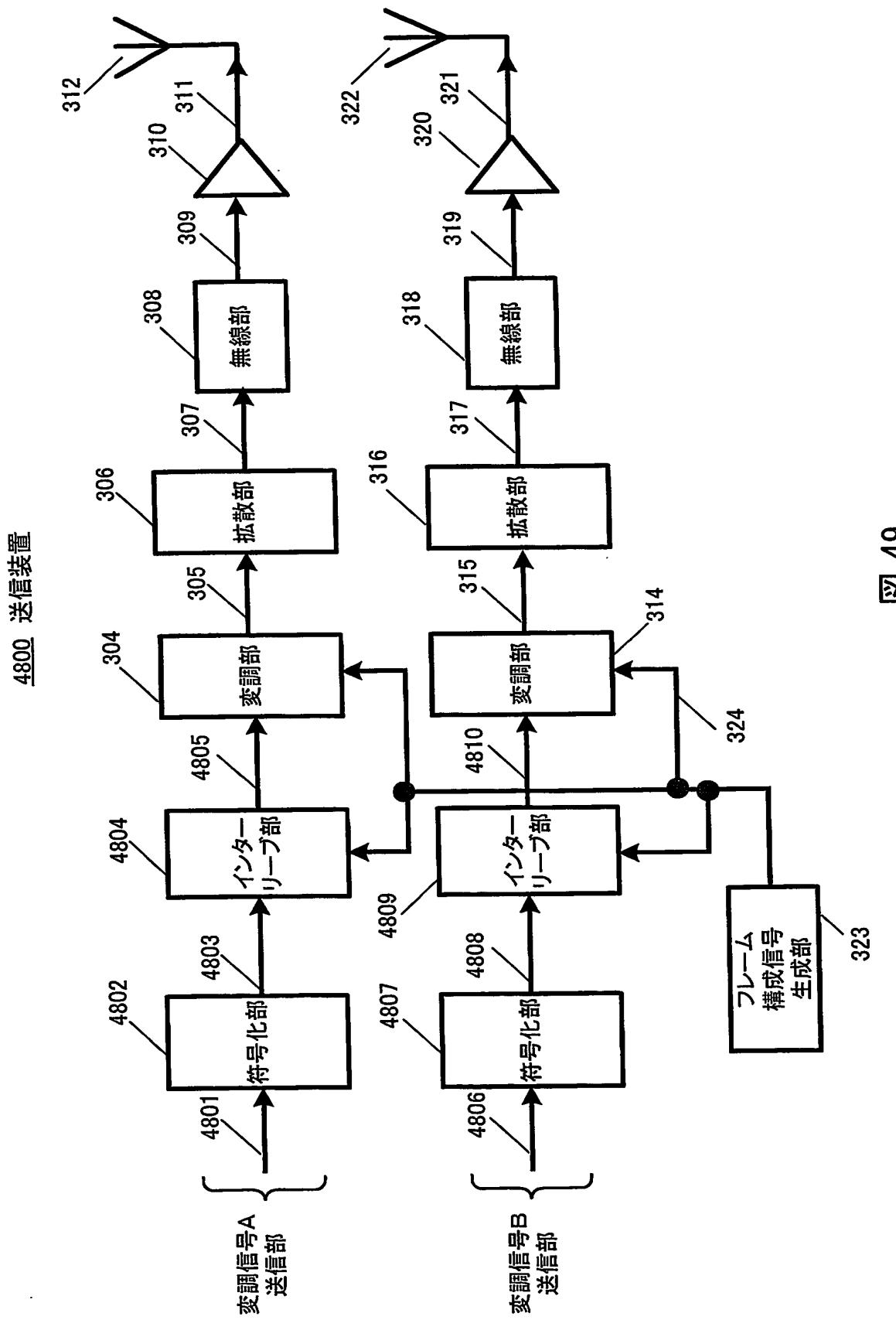


図 49

49/56

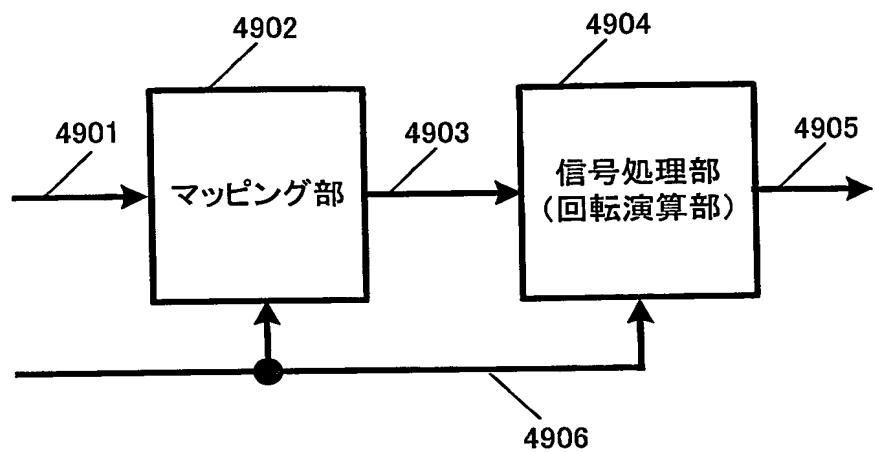
304 変調部

図 50

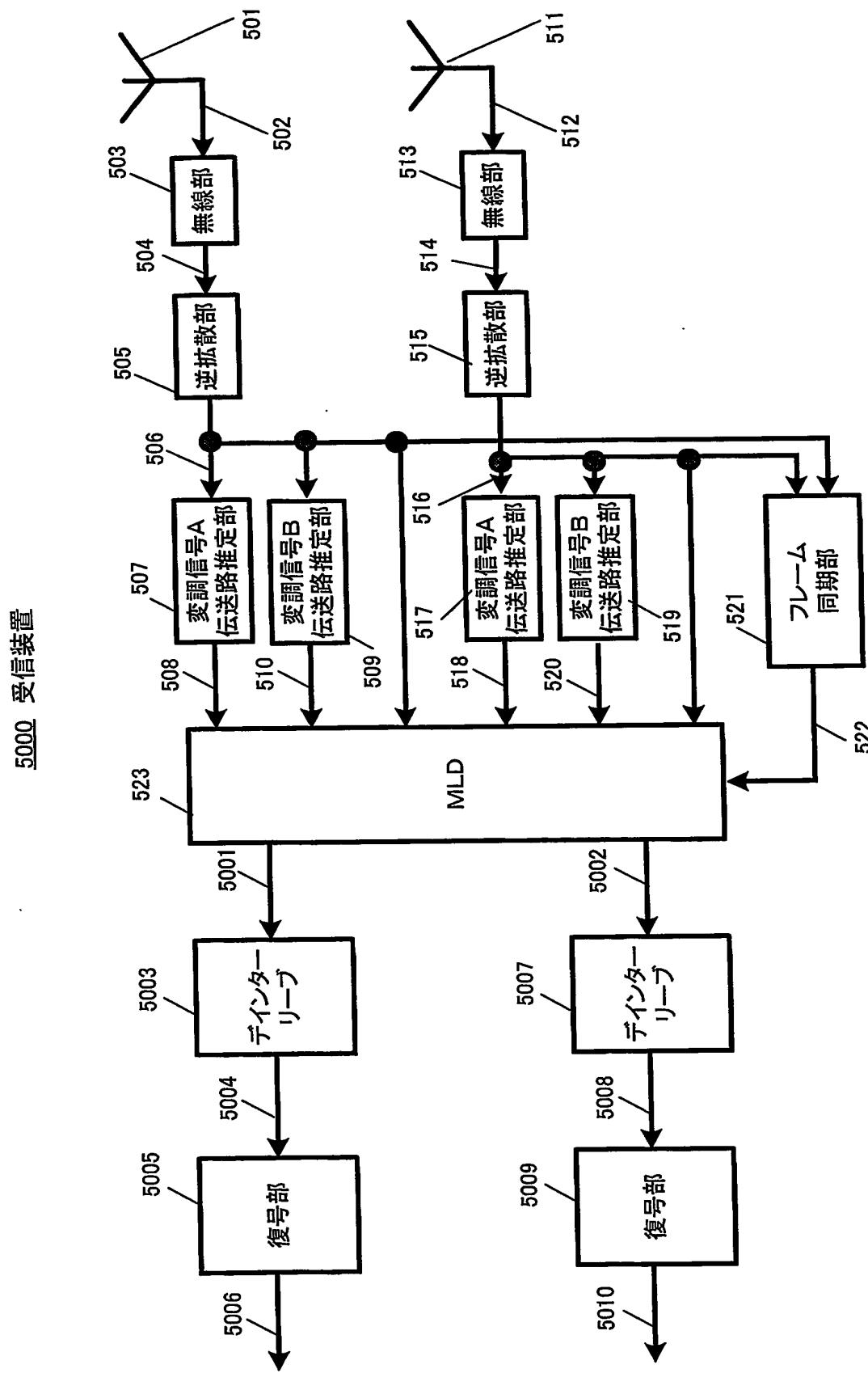


図 51

51/56

○ 5101:変調信号A,Bの合成信号の信号点  
■ 5102:変調信号Aのみのときの信号点

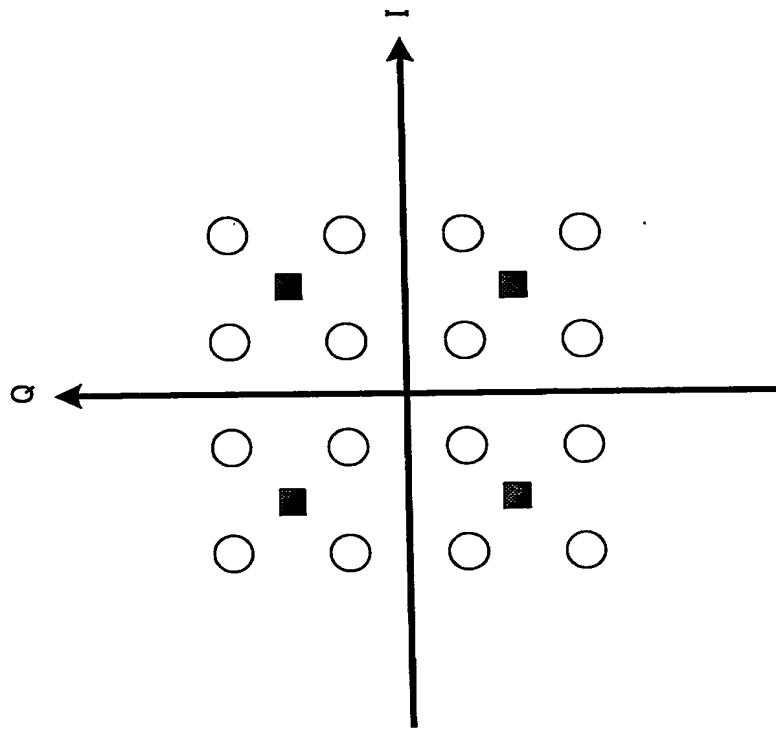


図 52B

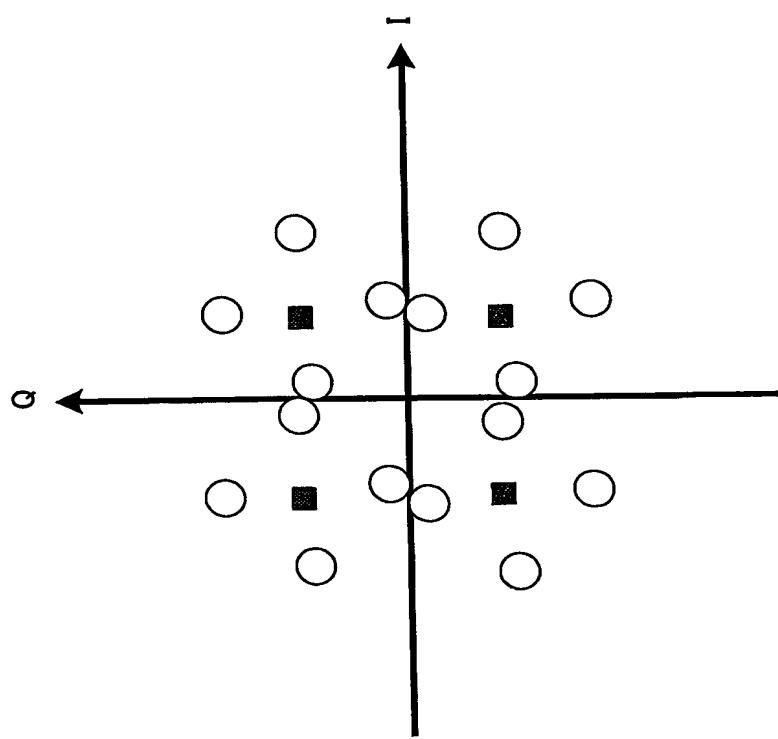
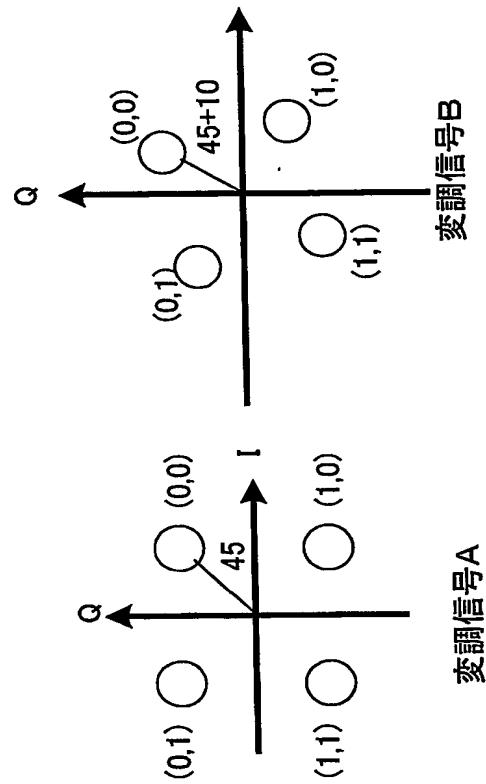


図 52A



時間 $i+1$ における信号点配置

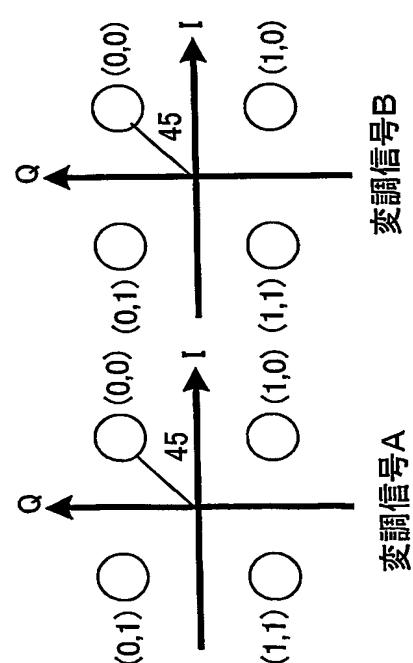


図 53A

図 53B

53/56

- 5101:変調信号A,Bの合成信号の信号点  
■ 5102:変調信号Aのみのときの信号点

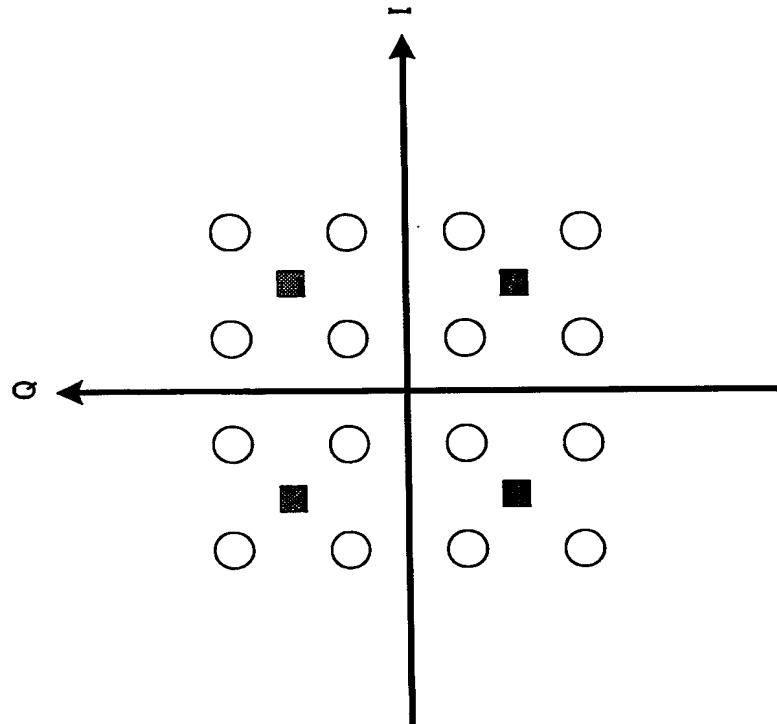


図 54B

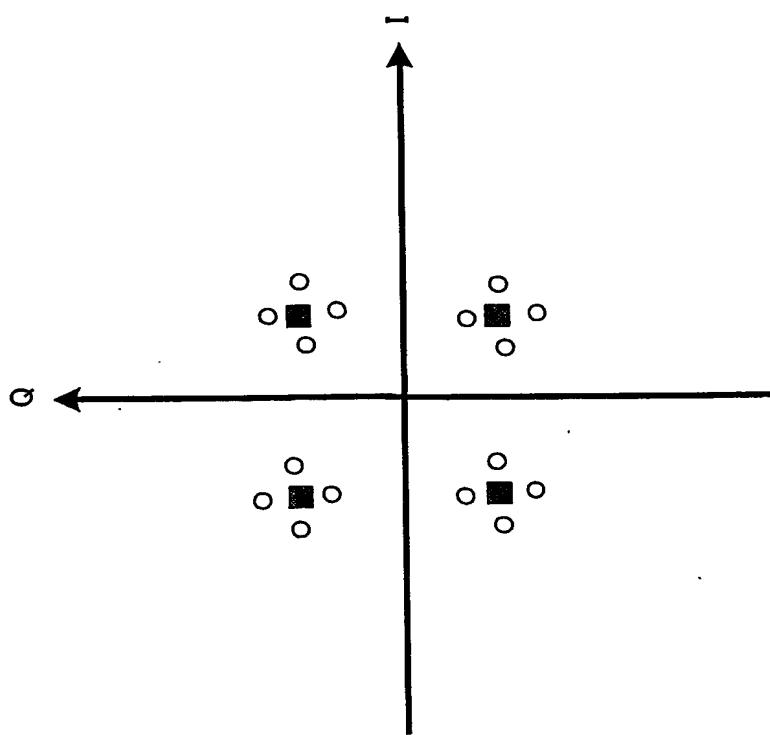


図 54A

54/56

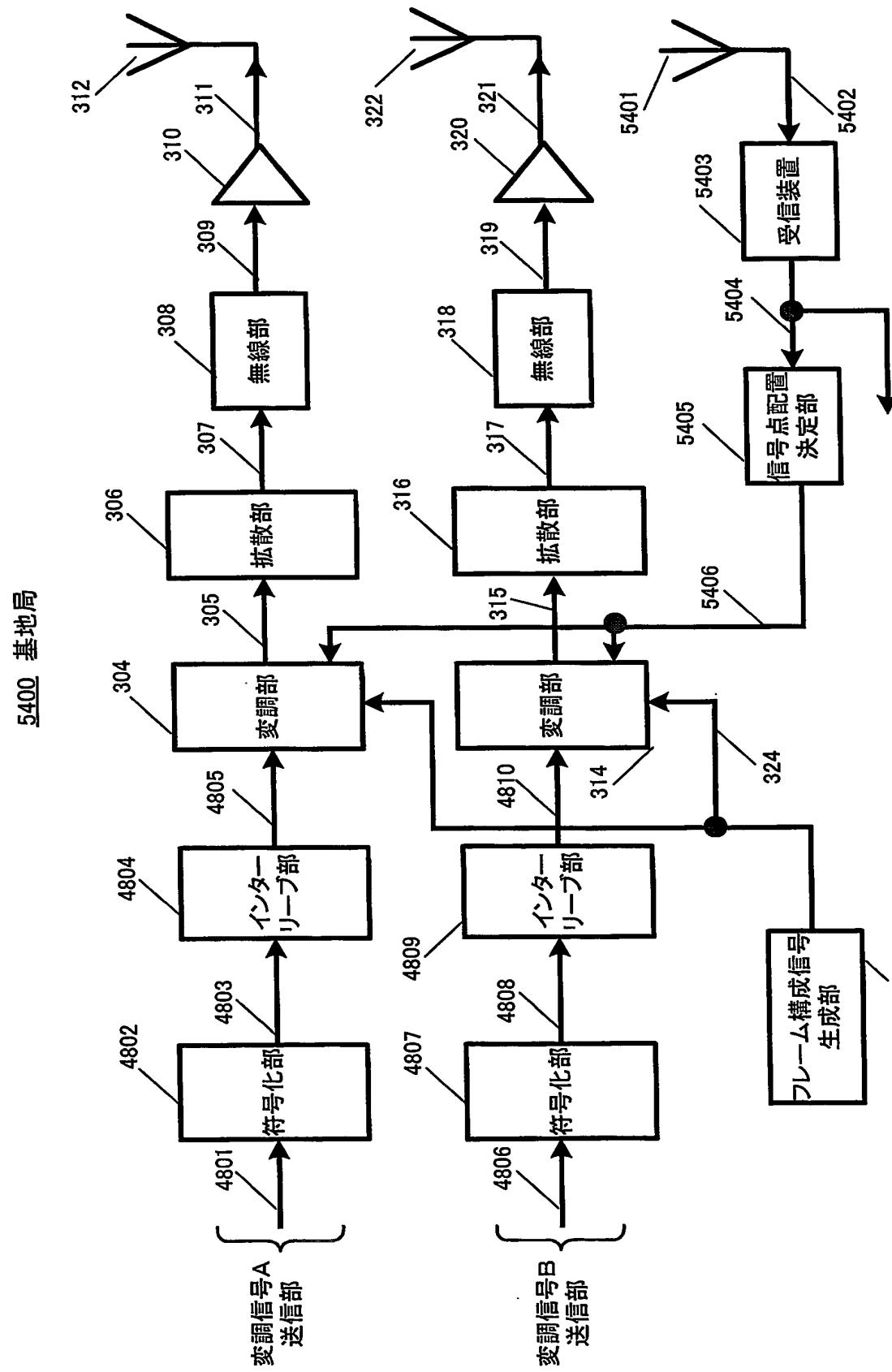


図 55

55/56

5500 通信端末

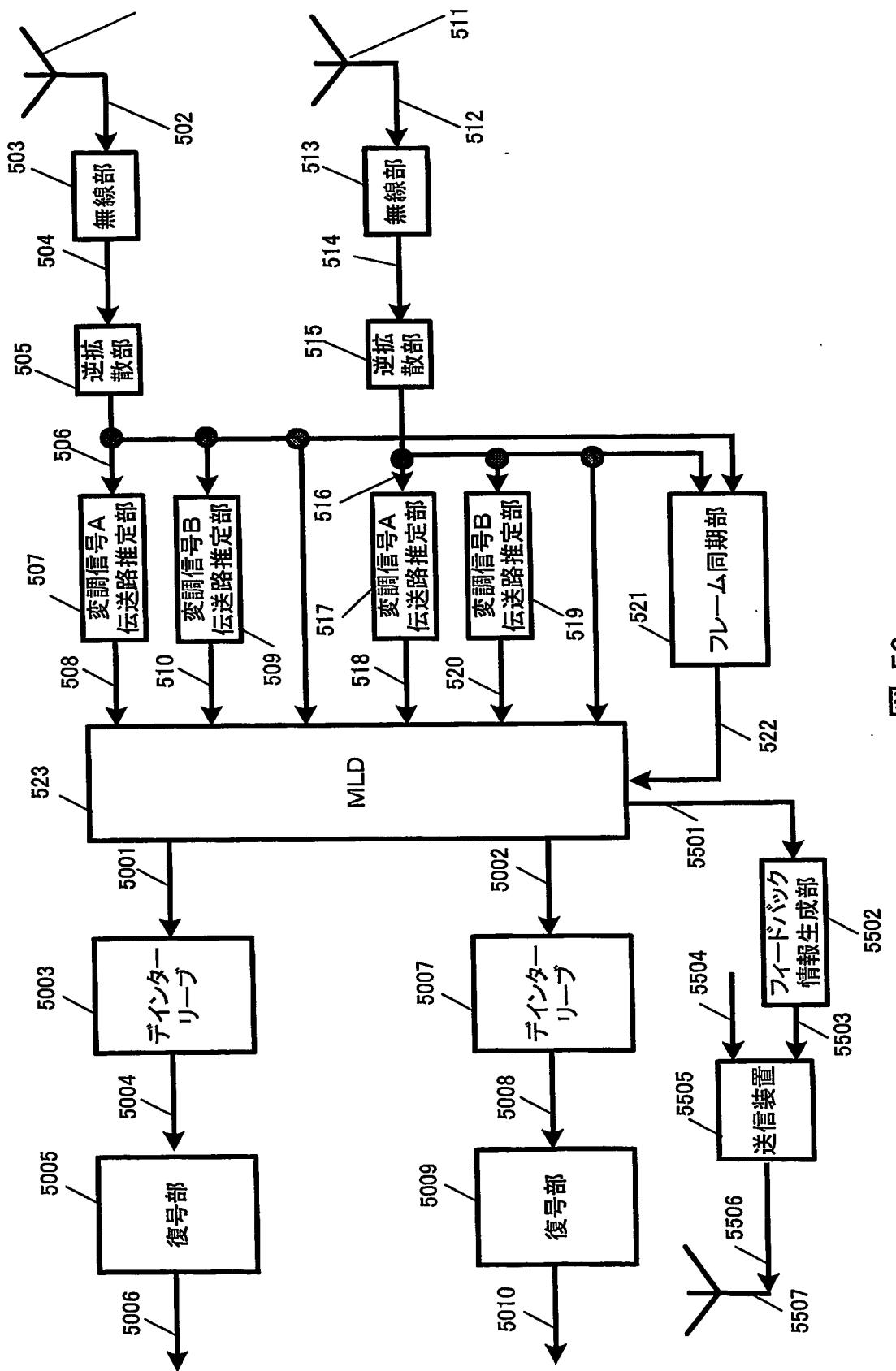


図 56

56/56

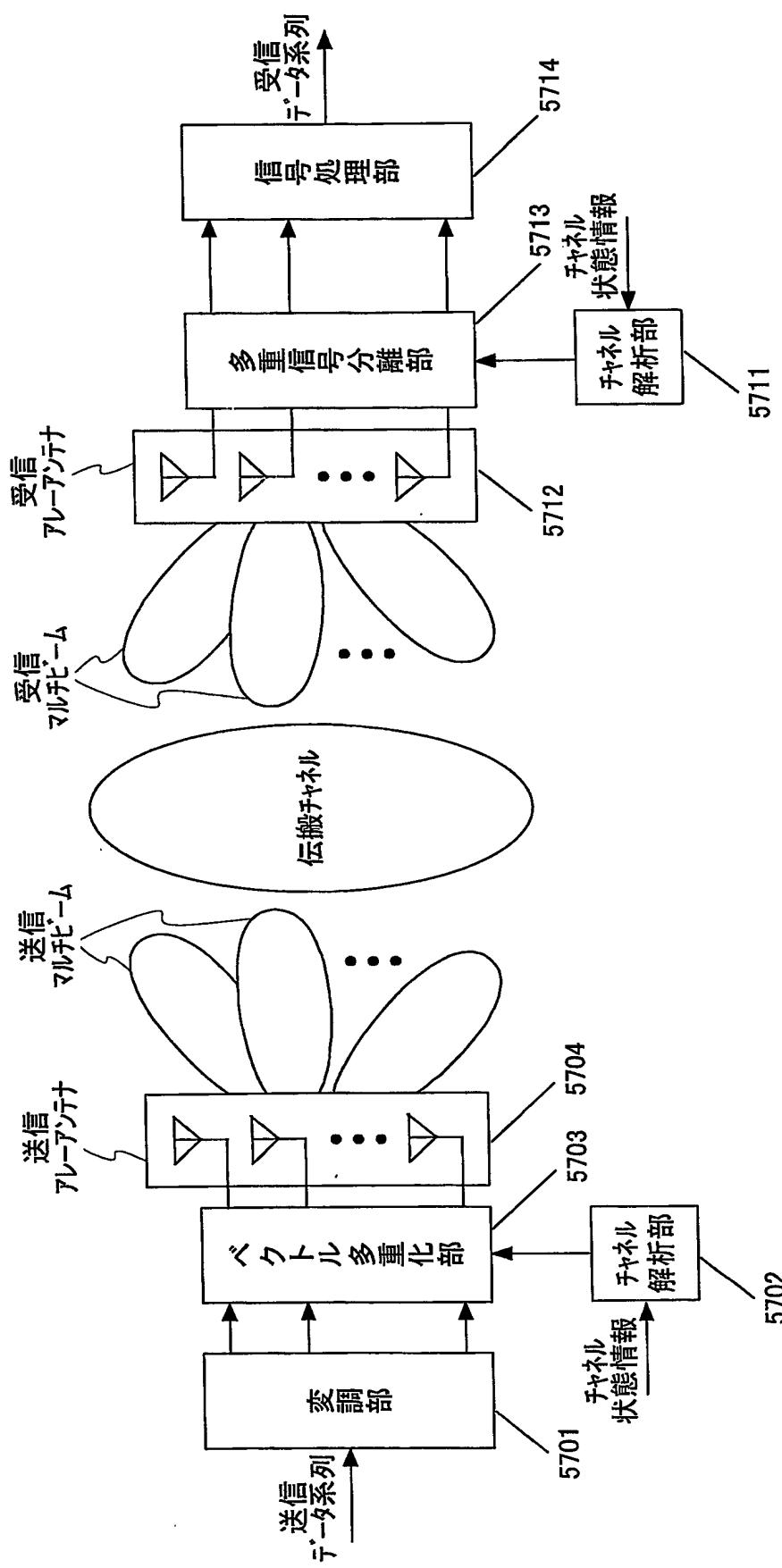


図 57